

**V TOMTO SEŠITĚ**

Jak dál ve Svazarmu (dokončení).....	201
Aplikovaná elektronika	
Applikace operačních zesilovačů .....	202
Využití OZ v měřicí technice .....	202
Střídavě vázané zesilovače napětí .....	203
Zapojení pro měření proudu .....	203
Lineární usměrňovací .....	205
Využití OZ při konstrukci	
oskolátorů a generátorů .....	207
Aktivní filtry .....	211
Použití OZ při	
můstkových měřeních .....	215
Servozesilovače s OZ .....	215
Logaritmické zesilovače .....	
převodníky tvaru .....	216
Konstrukce univerzálního	
elektronického měřicího	
přístroje .....	217
Popis zapojení a činnosti .....	217
Stejnospárný zesilovač .....	218
Vstupní dílčí .....	219
Převodník AC-DC .....	219
Měření odporu .....	220
Seřízení a nastavení .....	220
Applikace v integrovaných obvodů ..	220
Použití MA3000, MA3005 .....	220
Mf zesilovač s AFS .....	221
Hry na TV obrazovce .....	222
Modifikace I zapojení TV hry .....	223
Modifikace II zapojení TV hry .....	228
Synchronní detekce .....	231
Funkce systému AFS .....	232
Stereofonní dekodér s AFS .....	232
Synchronní detektor s AFS	
pro AM .....	233
Hybridní integrované obvody .....	234
IO pro dekódery barevných TVP .....	236

**AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B**

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradíký, ing. J. T. Hyun, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. F. Králik, prom. fiz. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353.

Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšířuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Dohledáci pošta Praha 07. Objednávky do zahraničí vyrábí PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerci přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14 hodině. Číslo indexu 46044.

Materiály pro toto číslo předány tiskárna 19. 9. 1977  
 Toto číslo má podle plánu výt 18. 11. 1977  
 © Vydavatelství MAGNET, Praha

# Jak dál ve Svazarmu

Návštěv minulého pokračování o perspektivách radioamatérské činnosti ve Svazarmu jsme si uvedli, že koncepce předpokládá, že trvalou pozornost rady všech stupňů musí věnovat i modernizaci a zdokonalování učebních, výcvikových a metodických pomůcek, že musí připravit a rozvíjet sérii stavebnic pro polytechnickou činnost, pokusných stavebnic přístrojů a zařízení i měřicích přístrojů. Je samozřejmé, že stavba uvedených přístrojů by měla proběhnout v radioklubech jako součást technické zájmové činnosti a bylo by vhodné využít ji k výuce a rozširování vědomostí ze základů elektrotechniky a měřicí techniky. Přitom koncepce i zde je zcela konkrétní, ukládá totiž koncepčně i programově dořešit tyto otázky do konce roku 1978.

Je zřejmé, že bez sledování nejnovějších poznatků z elektrotechniky a bez jejich aplikací se neobejdě žádný profesionál ani amatér – proto je třeba řešit i odpovídající využití nové techniky v radioklubech Svazarmu. Nová technika by v radioklubech měla podněcovat vlastní tvůrčí technickou amatérskou činnost, jejímž výsledkem by měla být dokonalejší technická základna, popř. její modernizace. V tomto směru by řídící orgány měly připravovat a pravidelně vyhlašovat technické soutěže a technické konkursy, a vítězné práce by měly být základem při zabezpečování činnosti radioklubů technikou a materiálem. Tato činnost by měla být nedílnou součástí technické zájmové činnosti Svazarmu v oblasti elektrotechniky.

Závěr koncepce radioamatérské činnosti ve Svazarmu se týká finančního zabezpečení. Po této stránce se v koncepci připomíná, že do popředí především v budoucnu vystupuje úkol prohloubit úlohu plánu a postihovat s předstihem trendy vývoje nákladů na činnost Svazarmu. Dále je třeba konkretizovat v pětiletých plánech věcné požadavky na finanční zabezpečení radistických činností. V nejbližší etapě, tj. do konce roku 1978 postihnout základní radistické činnosti, které mohou přispět ke zvýšení přílivu financí do pokladen radioklubů a základních organizací (a nejen základních organizací). Tvořit vlastní finanční zdroje lze i uvnitř Svazarmu např. pořádáním různých kurzů a školení za úhradu, kolektivní prací v radioklubech při řešení tematických úkolů a zlepšovacích námitkách, uspokojováním různých odborných specializovaných zájmů jednotlivců a především organizací apod. V neposlední řadě se jeví jako velmi účelné a výhodné sdružovat prostředky Svazarmu a dalších společenských organizací při společné zájmové činnosti (např. se SSM, Pionýrskou organizací, JZD, ROH, ČSVTS, školami, závody atd.).

Tímto končí koncepce radistické činnosti ve Svazarmu, kterou pod názvem Směry a úkoly dalšího rozvoje radistiky ve Svazarmu schválil ÚV KSČ jako zásadní směrnici pro naši budoucí činnost. Tento politický dokument dává výhled do nejbližších nejméně deseti let. Při naplňování koncepce je třeba nejprve seznámit všechny členy a funkcionáře s jejím obsahem – to by měl samozřejmý požadavek pro nejbližší budoucnost. Součástí seznámení s koncepcí by měla být analýza současného stavu ve všech jednotlivých radioklubech, základních organizacích, okresech i krajích. Výsledky této analýzy by měly být nedílnou a podstatnou částí krátkodobých i dlouhodobých plánů činnosti na všech stupních, měly by v každém případě odpovídat požadavkům a návrhům koncepce.

Dostat plnění úkolů koncepce do každodenní práce nebude v žádném případě snadné – pomoci by mohly především výroční členské schůze, aktivity radioamatérů a výroční konference okresů a krajů. U usnesení schůze, aktivit a konferencí by se měly objevit závěry k plnění jednotlivých úkolů koncepce na příslušném stupni. Tak tedy první, analytická část koncepce umožňuje získat hlediska pro zhodnocení stavu každého radioklubu i okresních nebo krajských radistických rad, umožňuje a dává návod k tomu, jak v místních podmínkách vypadá členská základna, zda a co je třeba zlepšit atd. V tomto směru je si třeba všimat i toho, jak elektronika proniká do zemědělství a využít z toho příslušné závěry – vytvářet radiokluby v ZO středisko-vých obcí, v správnách zemědělských strojů, ve Státních strojních stanicích apod.

Druhá část koncepce umožňuje sestavit krátkodobé i dlouhodobé pořadí úkolů a programy činnosti pro každou organizaci. Přitom je třeba mít stále na zřeteli, že pozornost je třeba věnovat především politickovýchovnému působení, které spočívá ve spojování činnosti základních organizací a radioklubů s výchovou socialistického člověka. Členové Svazarmu by měli být politicky, i morálně pevnými obrácení a budovateli socialistické vlasti – tento požadavek však vyžaduje i (kromě jiného) vysokou úroveň funkcionářů, vedoucích cvičitelů, trenérů, rozhodčích atd. Je zřejmé a praxí ověřené, že nejlepší v tomto směru je osobní příklad: ziská-li si funkcionář (vedoucí, trenér) autoritu svými odbornými znalostmi, provozními schopnostmi, technickou zručností atd., je schopen se zárukou působit na utváření vědeckého světového názoru svých svěřenců, na prohlašování jejich socialistického vlastenectví, prostě vést je k aktivní účasti na životě v našem socialistickém státu.

Při plánování činnosti je třeba věnovat pozornost i politickovýchovnému působení vně Svazarmu, především na mládež. Tady se uplatní cílevědomá propaganda a agitační činnost, vývěsní skříňky atd. Nesmíme zapomínat, že naše zájmová činnost, radistika a radioamatérství vůbec jsou velmi atraktivní a že svou podstatou, kterou je třeba propagovat především, velmi dobře vyhovují mentitě mládeži, především té její části, která je tak zvaná „založená technicky“. Protože jde však současně o poměrně složitou a náročnou zájmovou činnost, je třeba při výchově zájemců postupovat s rozmyslem, soustavně a trpělivě. Zájmová činnost navíc musí prohlubovat základy všeobecného vzdělání účastníků, musí poskytovat mládeži i všem ostatním dostatek informací o procesu vývoje elektrotechniky a jejich aplikací ve společenském životě a pracovním procesu.

Z koncepce vyplývají dále ještě mnohé jiné požadavky, návrhy, směrnice apod. Na závěr se zmíníme ještě o dvou, z nichž velmi důležitý je růst členské základny. Zde je třeba brát v úvahu, že na „krásná slova nikoho nenachytáme“. Získávání nových a aktivních členů je podmíněno uplatňováním nových rysů činnosti, které jsou uvedeny v koncepci a kromě toho všichni funkcionáři musí věnovat maximální pozornost práci s mládeží a vzniku i vývoji nových zájmů v oblasti elektrotechniky, vhodným způsobem je podchycovat a naplňovat je v praktické činnosti Svazarmu.

Dalším z požadavků je pomáhat zavádět elektroniku i do dalších odborností SvaZarmu – do modelářství, do výcvikových středisek branící apod. S těmito otázkami je spojen i žádoucí růst podílu radioamatérů ve zlepšovatelském a nováčkém hnutí (a to jak uvnitř, tak i vně SvaZarmu).

Závěrem lze říci, že realizováním úkolů, uvedených v koncepci, posílíme plnění spole-

čenské funkce SvaZarmu v naplňování úkolů Jednotného systému branné výchovy obyvatelstva, jak zdůraznil ve svém článku o konceptu pplk. V. Brzák, tajemník ÚRRK SvaZarmu.

Vše nebude jistě jednoduché a nepůjde realizovat ihned. Problemy je však třeba společně řešit a především vyřešit. A jak se již mnohokrát v davné i zcela nedávné

minulosti prokázalo, problémy budou vyřešeny, když je budeme řešit společně, na všechny stupní s maximálním úsilím. Když každý svaZarmovský pracovník, aktivista i členové naši branné vlastenecké organizace přiloží ruku k dílu, pak se jistě dílo podaří. A prospěch z něj budeme mít všichni – každý jednotlivě i celá společnost.

# APLIKOVANÁ ELEKTRONICKA

Ladislav Kryška, prom. fyz., Jiří Zuska

## Aplikace operačních zesilovačů

Operační zesilovače – elektronické prvky, známé před několika lety především odborníkům, zabývajícím se vývojem a využitím analogové výpočetní techniky, případně speciální měřicí techniky – se v poslední době stávají téměř stejně běžným aktivním prvkem, jako třeba tranzistory. Obliba, s níž se operační zesilovače setkaly i u radioamatérské veřejnosti, je nesporně vyvolána jejich vynikajícími vlastnostmi, které při jejich správné aplikaci přinášejí mnoho výhod (úspora času, dosažení lepších parametrů, změšení rozměrů atd.).

Vraťme se však nejdříve zpět do historie. První zmínky o operačních zesilovačích můžeme nalézt v odborné literatuře z let 1947 až 1948. Tehdy pochopitelně šlo o zesilovače osazené elektronikami; polovodičové operační zesilovače, vyráběné z diskrétních součástek ve formě modulů („krabiček“ z plastických hmot s kolíkovými vývody) se objevily zhruba až o patnáct let později. V modulovém provedení se určitě typy operačních zesilovačů vyrábějí dodnes (především zesilovače speciálních vlastností, jichž nelze dosáhnout při použití monolitické technologie – hlavně velmi rychlé zesilovače).

V ČSSR byly operační zesilovače stejně jako v zahraničí používány zprvu v analogové výpočetní technice (známý počítač MEDA, vyráběný v několika verzích, včetně elektronkové). K největšímu rozmachu využití operačních zesilovačů v ostatních odvětvích elektroniky (hlavně v přístrojové technice) došlo po zavedení výroby monolitických operačních zesilovačů v n. p. TESLA Rožnov. Prvním typem operačního zesilovače, který se u nás vyráběl sériově, byl zesilovač obvodově shodný se světově proslulým typem μA709, který byl původně vyvinut a vyráběn známou americkou firmou Fairchild Semiconductor a který do svého výrobního programu zařadila naprostá většina světových výrobců integrovaných obvodů. Tento operační zesilovač se u nás vyrábí dosud a to pod označením MAA501 až 504.

Po úspěšném zvládnutí výroby tohoto zesilovače byl do výroby připraven druhý typ – MAA725. Jde o zesilovač vynikající kvality, vyznačující se malým teplotním driftem, malým šumem a velkým zesílením. Svými vlastnostmi je tento zesilovač zvláště vhodný pro přístrojovou techniku, především ke zpracování extrémně malých signálů. Rovněž

tento zesilovač vychází konstrukčně z osvědčeného zahraničního typu μA725.

V současné době přichází TESLA Rožnov na trh se dvěma novými typy operačních zesilovačů, jde o typy MAA741 a MAA748. Obvodové řešení těchto zesilovačů (odpovídající typům μA741 a μA748) je téměř shodné, zesilovače se liší jen v tom, že MAA741 má v monolitické struktuře vestavěn kondenzátor pro kmitočtovou kompenzaci, kdežto u typu MAA748 se tento kondenzátor připojuje zvenčí.

Kvalitativně patří tyto zesilovače přibližně do stejné řady jako zesilovače řady MAA500, které však předstihují hlavně svými provozními vlastnostmi (nevyskytuje se u nich stav nelineárního nasycení, snesou větší souhlasné i rozdílové vybuzení vstupů, je možné u nich jednoduše kompenzovat vstupní napěťovou nesymetrii, jsou odolné proti přetížení vstupů i výstupů atd.). Lze očekávat, že zesilovače řady MAA500 budou těmito novými typy postupně zcela vytlačeny a nahrazeny.

Tímto výčtem jsme vyčerpali všechny typy v ČSSR vyráběných a běžně dostupných operačních zesilovačů. Kromě toho se např. ve Výzkumném ústavu matematických strojů v Praze vyrábí ráda typů modulových zesilovačů s vynikajícími parametry, ale jejich amatérské využití prakticky nepřichází v úvahu. Větší část tohoto sortimentu přebírá sice do výroby hybridní technologii n. p. TESLA Lanškroun, ale zdá se, že i u těchto operačních zesilovačů budou stát v cestě jejich většímu rozšíření mezi radioamatéry závažné překážky (kapacita výroby a ceny). Podrob-

něji se o integrovaných obvodech, vyráběných hybridní technologií, zmínime v jiné kapitole.

### Využití operačních zesilovačů v měřicí technice

Velmi častý způsob měření elektrických veličin (např. střídavého napětí, proudu, odporu atd.) spočívá v tom, že se měřená veličina nejdříve převede na stejnosměrné napětí vhodné velikosti, úmerné vždy velikosti měřené veličiny. Toto napětí se potom již pohodlně změří – např. ručkovým měřidlem nebo číslicovým voltměrem, případně je můžeme zaznamenat zapisovačem (je-li měřená veličina proměnná v čase).

Jako převodník měřené veličiny na stejnosměrné napětí se používá operační zesilovač (spolu s vhodnými zpětnovazebními obvody); při měření stejnosměrného napětí se operační zesilovač používá pouze jako stejnosměrný zesilovač. Z literatury jsou známa invertující a neinvertující zapojení, popřípadě diferenční zapojení zesilovače stejnosměrného napětí včetně rovníc, podle nichž tato zapojení pracují. Není proto třeba se těmto případům znovu věnovat. Uvedme si jen jeden méně známý případ zapojení, u něhož lze řídit zesílení diferenčního zesilovače změnou jediného odporu (obr. 1). Výstupní napětí tohoto zapojení můžeme vypočítat ze vztahu

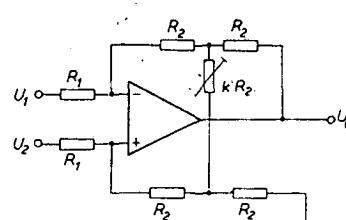
$$U_0 = \frac{2R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{1}{k} \right) (U_2 - U_1)$$

Z rovnice vidíme, že v limitním případě, kdy se součinitel  $k$  blíží k nekonečnu (to znamená, že odpor  $kR_2$  ze zapojení vyjmeme), degraduje toto zapojení na klasický typ diferenčního zesilovače. Požadujeme-li, aby měl diferenční zesilovač na obou svých vstupech velký vstupní odpór, použijeme zapojení, které je na obr. 2. Zesilovače  $Z_1$  a  $Z_2$  pracují jako sledovače, proto je jejich vstupní odpór velký. Přitom se však neinvertující vstup zesilovače  $Z_1$  chová (z hlediska celého zapojení) jako vstup invertující. Celkové zesílení je dáno záiskem zesilovače  $Z_3$ , tedy poměrem  $R_2 : R_1$ .

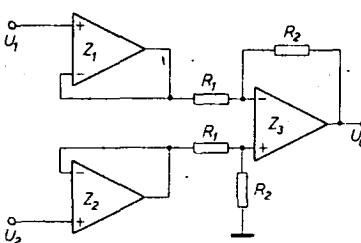
Na obr. 3 vidíme obdobné zapojení, u něhož však můžeme řídit zesílení změnou jediného odporu  $R_2$ . Pro přenos napětí u tohoto zapojení platí rovnice

$$U_0 = \frac{(U_2 - U_1)R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

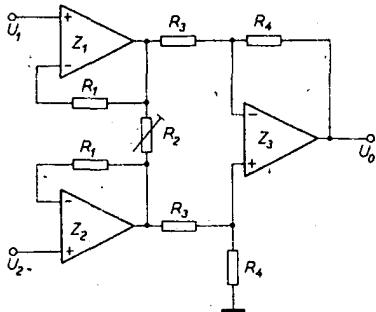
Toto zapojení se označuje jako přístrojový zesilovač. Z rovnice pro přenos napětí je patrné, že zesílení není lineární funkcí odporu  $R_2$ . Takovému požadavku však vyhoví



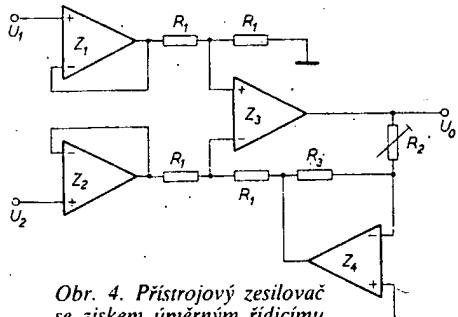
Obr. 1. Diferenční zesilovač s možností řízení zisku



Obr. 2. Přístrojový zesilovač



Obr. 3. Přístrojový zesilovač s možností řízení zisku



Obr. 4. Přístrojový zesilovač se ziskem úměrným řídicímu odporu

zapojení na obr. 4, jehož napěťový přenos můžeme vyjádřit rovnicí

$$U_0 = (U_2 - U_1) \frac{R_2}{R_3}$$

Přístrojové zesilovače nalezly široké uplatnění a velkou oblíbu hlavně potom, co je začaly přední světové firmy hromadně vyrábět – nejdříve ve formě modulů a v poslední době i jako integrované obvody, zhotovené monolitickou nebo hybridní technologií. Také v Československu bylo úspěšně vyuvinuto několik typů přístrojových operačních zesilovačů, které se svými parametry vyrovnaní spíkovým výrobkům amerických firem. Na sériovou výrobu si však, bohužel, ještě nějaký čas počkáme.

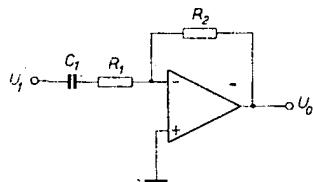
### Střidavě vázané zesilovače napětí

Zapojení operačních zesilovačů, která se používají k zesilování stejnosměrných napětí, můžeme v zásadě použít i pro přenos střidavých signálů. Jestliže však např. potřebujeme oddělit od střidavého napětí stejnosměrnou složku, pak musíme použít vazbu oddělovacím kondenzátorem. Na obr. 5 je zapojení invertujícího střidavě vázaného zesilovače. Bude-li mít kondenzátor  $C_1$  pro zesilované střidavé napětí daného kmitočtu zanedbatelnou reaktanci, bude pro přenos napětí platit vztah

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} U_1,$$

přičemž mezi vstupním a výstupním signálem bude fázový posuv  $180^\circ$  (teoreticky).

Smyčka vstupního proudu neinvertujícího vstupu se uzavírá přímo směrem k zemi,



Obr. 5. Invertující střidavě vázaný zesilovač

zatímco u invertujícího vstupu se uzavírá přes  $R_2$  na výstup zesilovače. Vstupní odporník tohoto zapojení je roven  $R_1$ .

Potřebujeme-li přenést střídavý signál bez fázového posunu, použijeme zapojení na obr. 6. Zesílení takto zapojeného střidavě vázaného zesilovače je dáno rovnicí

$$A = \frac{U_0}{U_1} = \frac{R_2}{R_1} + 1.$$

Vstupní odpor je prakticky roven odporu  $R_3$ . Přes  $R_3$  se uzavírá vstupní proud neinvertujícího vstupu, vstupní proud invertujícího vstupu teče opět přes  $R_2$  z výstupu zesilovače.

Potřebujeme-li dosáhnout velmi velkého vstupního odporu, použijeme zapojení na obr. 7. Vstupní proud neinvertujícího vstupu se v tomto zapojení uzavírá přes  $R_3$  a  $R_1$  na zem. Protože z principu funkce operačního zesilovače platí, že mezi vstupy je stále nulový rozdíl napětí, bude odpór  $R_3$  stále jakoby „podložen“ napětím přesně shodným s napětím vstupním, a proto se vůči signálu neuplatní jako svodový odpór. Prakticky dosažitelný vstupní odpór je u tohoto zapojení asi  $100 \text{ M}\Omega$ , pro výpočet zesílení platí stejný vztah jako u obr. 6.

Praktické zapojení střidavě vázaného zesilovače s operačním zesilovačem MAA504 je na obr. 8. Zesílení je sto (40 dB), kmitočtová charakteristika má pokles o 3 dB na kmitočtu 150 kHz, vstupní odpór je 10 kΩ. Zesilovač je napájen z nesymetrického zdroje +30 V, proto je jeho neinvertující vstup připojen na dělič uměle vytvářející střed napájecího napětí. Klidová stejnosměrná úroveň na výstupu je +15 V, což umožňuje dosáhnout maximálního rozkmitu výstupního napětí na obě strany. Fáze výstupního napětí je proti vstupnímu posunuta o  $180^\circ$ .

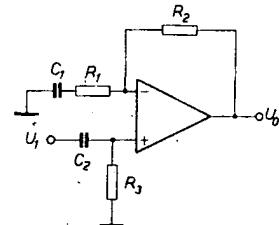
Vstupní odpór asi 4 MΩ má zapojení na obr. 9. Rovněž toto zapojení vystačí s nesymetrickým napájecím napětím, střed napájecího napětí se vytváří dvojicí Zenerových diod. Velkého vstupního odporu se dosahuje zapojením bootstrap, k fázovému posunu nedochází. V ostatních parametrech se toto zapojení shoduje s předchozím příkladem.

Pokud by se při realizaci těchto zapojení vyskytly potíže se stabilitou, je nutno upravit kapacity kondenzátorů v obvodech kmitočtové korekce.

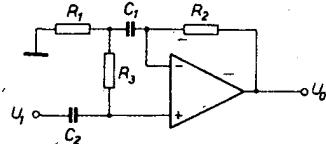
### Zapojení operačních zesilovačů pro měření proudu

Klasická metoda měření stejnosměrného proudu v sérii zaraženým ampérmetrem je v některých případech nevhodná, protože úbytek napětí na měridle zkresluje výsledky měření. Dochází k tomu především tehdy, sledujeme-li průběh proudu zátěží nelineárního charakteru, která je napájena ze zdroje napětí definovaných vlastností. Typickou ukázkou takových měření jsou měření elektrochemická, nebo např. měření výkonu na proměnné zátěži.

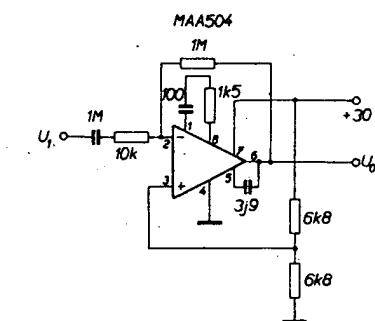
Vhodné zapojení (obr. 10) operačního zesilovače umožnuje měřit stejnosměrný proud prakticky bez úbytku napětí na měřicím obvodu. Měřený proud přitéká z proudového zdroje G přes odpory zátěže  $R_2$  do invertujícího vstupu operačního zesilovače. Nyní si připomeneme důležitou vlastnost operačních zesilovačů: mezi vstupy operačního zesilovače (v aktivním stavu) je stále nulový rozdíl napětí. Pohlédneme-li znova na obr. 10, vidíme, že operační zesilovač pracuje jako tzv. inverzní zesilovač, protože je jeho invertující vstup uzemněn. V tomto případě je však i na jeho druhém (invertujícím) vstupu stále nulové napětí a pro měřený systém je to totéž, jako kdyby zátěž  $R_2$  byla zapojena přímo k výstupním svorkám proudového zdroje G. Proto tedy nevzniká při



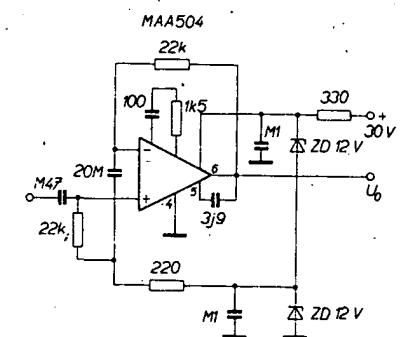
Obr. 6. Neinvertující střidavě vázaný zesilovač



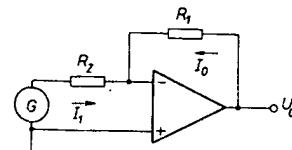
Obr. 7. Střidavě vázaný zesilovač s velkým vstupním odporem



Obr. 8. Střidavý zesilovač se zesílením 100



Obr. 9. Střidavý zesilovač s velkým vstupním odporem



Obr. 10. Princip zapojení převodníku proudu-napětí

měření proudu (tekoucího zátěží) na měřicím obvodu žádný parazitní úbytek napětí:

Pro snazší pochopení činnosti zapojení si můžeme představit, že měřený proud  $I_1$  na vstupu operačního zesilovače se vyrůst přesně stejným velkým proudem opačného znaménka, přítékajícím z výstupu zesilovače přes  $R_1$ . Aby tento proud mohl téci do bodu s nulovým potenciálem, musí se na výstupu operačního zesilovače vytvořit napětí přímo

úměrné odporu  $R_i$  a měřenému proudu  $I_i$  podle rovnice

$$I_i = \frac{U_0}{R_i}$$

Úplně přesně tato rovnice platí za předpokladu, že do invertujícího vstupu použitého operačního zesilovače neteče vůbec žádny proud. Budeme-li znát velikost vstupního proudu použitého zesilovače, můžeme snadno spočítat, jakou chybou bude měření zatíženo. Zadáme-li předem přesnost měření např. 1 %, pak při použití zesilovače MAA502 (vstupní proudy typicky kolem 100 nA) budeme měřit správně proudy 10  $\mu$ A a větší. Měřit však můžeme proudy téměř o dva rády menší, doplníme-li zapojení obvodem pro účinnou kompenzaci vstupního proudu. Při použití zesilovačů, které mají na vstupech polem řízené tranzistory, lze s přesností na 1 % měřit i podstatně menší proudy – běžně 1 nA ( $10^{-9}$  A), ale také až 0,1 pA ( $10^{-13}$  A).

Obvod pro měření proudů řádu nA je na obr. 11. V zapojení se používá hybridní operační zesilovač typu WSH220, o němž ještě bude zmínka v jiné kapitole. Citlivost tohoto zapojení je dána vztahem

$$U_0 = 10^9 I_i$$

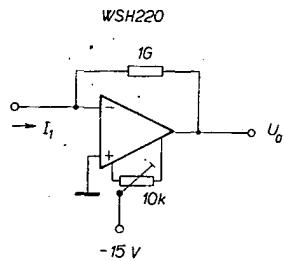
Trimr 10 k $\Omega$  slouží k vynulování vstupní napěťové nesymetrie zesilovače.

Zapojení vícerozsahového měřiče proudu je na obr. 12. Protože proud tekoucí zpětnovazebním odporem do nulového bodu se odebírá z výstupu zesilovače, mohli bychom při použití běžného typu zesilovače (např. MAA501) měřit proudy do asi 5 mA. Proto je za operačního zesilovače zařazen jednoduchý zesilovač proudu s komplementárními tranzistory. Přepínáním zpětnovazebních odporů měníme citlivost zapojení tak, že uvedené proudy platí pro výstupní napětí  $U_0 = 1$  V. Aby bylo možno dostatečně přesně měřit při použití operačního zesilovače s bipolárními tranzistory na vstupu proudy již od 1  $\mu$ A, je obvod vybaven kompenzací vstupního klidového proudu. Kompenzační proud se přivádí z kladné větve napájecího napětí. Diodový stabilizátor zajišťuje kompenzaci teplotních změn vstupního proudu. To proto, že se vstupní proud u monolitických operačních zesilovačů s bipolárními tranzistory při zvýšování teploty zmenšuje (zvětšuje se proudový zesilovační činitel vstupních tranzistorů), a napětí na křemíkové diodě v propustném směru má rovněž záporný teplotní součinitel. Kompenzační proud teče do invertujícího vstupu přes odporník 1,8 M $\Omega$  z běžec trimru, odvádějícího napětí z diody.

Jednoduchost kompenzace vstupního proudu spočívá především v tom, že kompenzační proud teče stále do bodu s nulovým potenciálem (na invertujícím vstupu se udržuje tzv. virtuální zem).

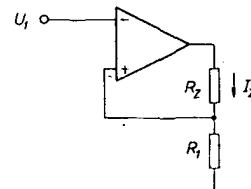
Zapojení mikroampérmetru s ručkovým měřidlem ve zpětné vazbě je na obr. 13. S měridlem 100  $\mu$ A se dosahuje citlivosti 1  $\mu$ A na plnou výhylku. Měřený proud 1  $\mu$ A vytváří na odporu 1 k $\Omega$  úbytek 1 mV. Aby se stejný úbytek vytvořil na odporu 10  $\Omega$ , zapojeném v invertujícím vstupu, musí měridlem protékat směrem z výstupu zesilovače proud 100  $\mu$ A, který způsobí plnou výhylku ručky.

Jiné zapojení měřiče stejnosměrného proudu je na obr. 14. Měřený proud se převádí na odpornovém děliči na napětí, které se potom zesílí a indikuje měřidlem, zapojeným na výstupu operačního zesilovače. Úbytek napětí pro plnou výhylku ručky na každém rozsahu je 3 mV, což je úbytek jistě zanedbatelný. Abychom dosáhli dostatečné

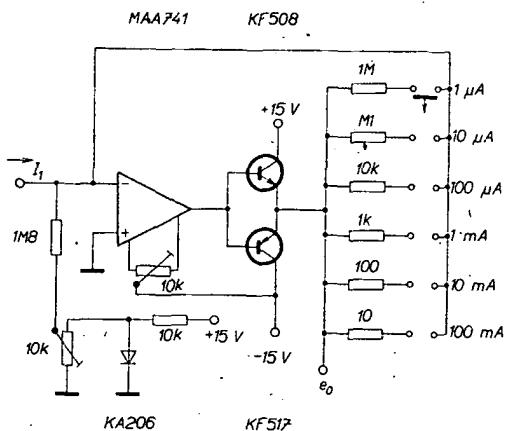


Obr. 11. Obvod k měření velmi malých proudů

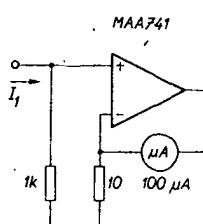
přesnosti měření, musíme přesně dodržet hodnoty všech odporů. Doplňme-li v zapojení prvky kmitočtové kompenzace a změnime-li způsob vyrovnavání vstupní napěťové nesymetrie zesilovače, budeme moci v zapojení použít i operační zesilovače řady MAA500.



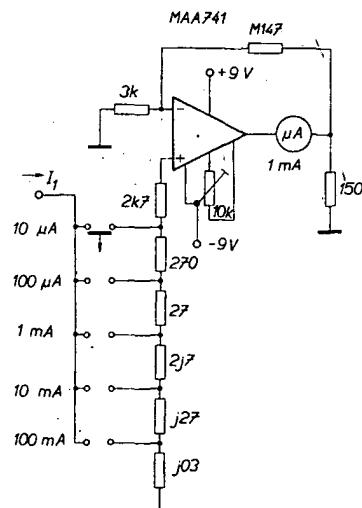
Obr. 16. Jednoduchý zdroj konstantního proudu



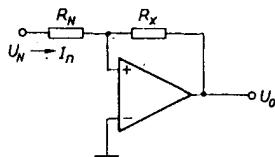
Obr. 12. Obvod k měření proudu v několika rozsazích



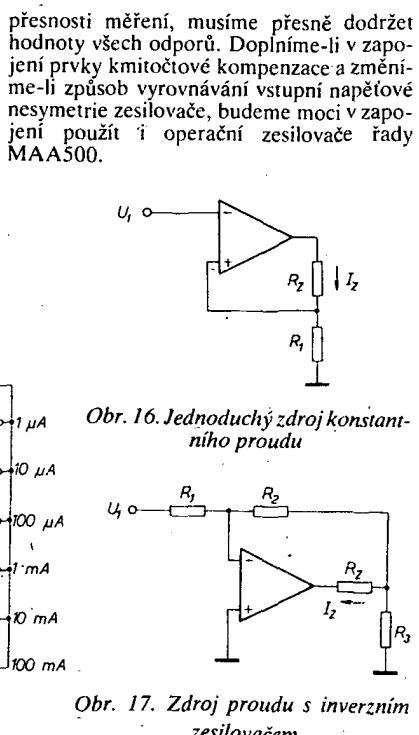
Obr. 13. Mikroampérmetr s jedním rozsahem



Obr. 14. Mikroampérmetr s několika rozsahy



Obr. 15. Základní obvod pro měření odporu



Obr. 17. Zdroj proudu s inverzním zesilovačem

### Zdroje konstantního proudu

Kvalitní zdroje konstantního proudu s operačními zesilovači umožnily zavést elegantní a velmi přesné metody měření odporů. Princip měření spočívá v tom, že neznámým odporem protéká přesně definovaný stejnosměrný proud, který na něm vytváří stejnosměrné napětí, přímo úměrné měřenému odporu.

Začneme s nejjednodušším příkladem. Na obr. 15 je operační zesilovač v invertujícím zapojení. Víme, že pro toto zapojení platí rovnice

$$U_0 = \frac{R_x}{R_a} U_n$$

čili známe-li  $R_x$ ,  $R_a$  a změříme-li  $U_0$ , můžeme vypočítat vstupní napětí

$$U_n = \frac{R_a}{R_x} U_0$$

Budeme-li však znát  $U_n$  a  $R_a$  (normálové napětí a normálový odpor) a můžeme-li změnit výstupní napětí  $U_0$ , pak také budeme mít možnost vypočítat zpětnovazební odpor  $R_x$  z rovnice

$$R_x = \frac{U_0}{U_n} R_a$$

K objasnění činnosti zapojení si připomeneme, že na invertujícím vstupu operačního zesilovače je nulový potenciál (virtuální zem). Odporem  $R_a$  teče tedy proud

$$I_a = \frac{U_n}{R_a}$$

Protože do vstupu operačního zesilovače žádny proud neteče, musí stejný proud  $I_a$  teći i odporem  $R_x$ . Tento proud je i při různých hodnotách  $R_x$  konstantní, neboť závisí pouze na velikosti  $R_a$  a  $U_n$ . Odporu  $R_x$  však bude úměrná velikost výstupního napětí  $U_0$  podle rovnice

$$U_0 = I_a R_x = \frac{U_n}{R_a} R_x$$

Jiný typ zdroje konstantního proudu vidíme na obr. 16. Pro proud tekoucí odporem  $R_2$  (a tedy i  $R_i$ ) platí vzorec



Toto napětí se sčítá v sumátoru  $Z_2$  s kladným napětím  $U_1$ , ovšem napětí z  $D_2$  přichází přes odpor poloviční velikosti. Výsledek tohoto součtu je napětí  $U_0$ , přesně odpovídající napětí  $U_1$ . Bude-li na vstupu obvodu napětí  $U_1$  záporné, pak bude na anodě  $D_2$  nula a celý obvod se tedy chová jako obyčejný invertor. Vstupní odpor obvodu je roven  $R/2$ .

Další dvoucestný usměrňovač, tentokrát s velkým vstupním odporem, je na obr. 26. Při kladné polaritě vstupního signálu vede dioda  $D_1$  a  $Z_1$  pracuje jako sledovač. Protože však stejně napětí jako napětí vstupního signálu  $U_1$  bude i na invertujících vstupech obou operačních zesilovačů, neteče přes odpor zapojené mezi invertující vstupy proud (dioda  $D_2$  nevede) a tedy i druhý zesilovač  $Z_2$  musí pracovat jako sledovač. Pracují-li oba zesilovače jako sledovače, bude při kladnému  $U_1$  výstupní napětí  $U_0$  rovněž kladné.

Při záporném signálu  $U_1$  vede dioda  $D_2$  a ná její katodě se objeví napětí stejné polarity (záporné), avšak dvojnásobné velikosti ( $D_1$  je uzavřena). Následující zesilovač  $Z_2$  spočítá tedy na svých vstupech dvě napětí.

Na invertujícím vstupu má napětí  $-2U_1$ , které přenáší s koeficientem  $-2$ . Výsledkem je tedy  $+4U_1$ .

Na neinvertujícím vstupu je přivedeno  $-U_1$ , které se přenáší s koeficientem  $3$  a na výstupu se tedy projeví jako  $-3U_1$ . Celkový výsledek součtu nám tedy říká, že při záporném napětí na vstupu bude na výstupu obvodu stejně velké napětí kladné. Zapojení lze tedy charakterizovat jako obvod, který se při kladných signálech na vstupu chová jako sledovač a při záporných signálech jako invertor. Typický vstupní odpor při použití běžných operačních zesilovačů je přibližně  $25\text{ M}\Omega$ .

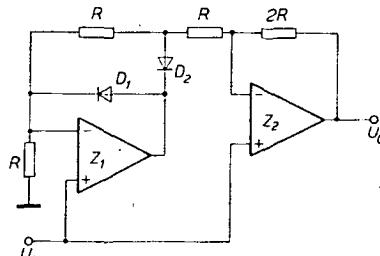
Jiné zapojení obvodu k získání absolutní hodnoty je na obr. 27. Převodní koeficient lze u tohoto zapojení volit změnou  $R_1$ .

Je evidentní, že přesnost převodu všech dosud uvedených dvoucestných usměrňovačů je přímo závislá na přesnosti (lépe řečeno na vzájemném poměru) všech odporů, obsažených v obvodech (tedy 4 až 5 kusů). Na obr. 28 je schéma obvodu pro vytvoření absolutní hodnoty, které obsahuje pouze dva odopy, na jejichž velikosti (shodnosti) záleží. V podstatě se jedná o obvod, obsahující invertor a sledovač a diodové hradlo, připojující k výstupu celého zapojení ten z obou zesilovačů, jehož výstupní napětí je kladné.

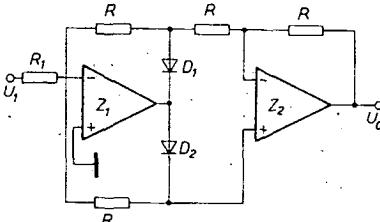
Všechny dosud popsané obvody pro převod na absolutní hodnotu můžeme použít například jako součást číslicového voltmetu s převodníkem typu napěti-kmitočet. Tyto převodníky totiž obyčejně mohou převádět napětí jen jedné (obyčejně kladné) polarity. Předrazením některého z uvedených převodníků na absolutní hodnotu můžeme rozšířit použitelnost takového voltmetu na obě polarity. Pro automatickou indikaci polarity měřeného napětí musíme použít komparátor, ovládající svým výstupním signálem (nebo přes další tranzistory) nějaké vhodné indikátory znaménka polarity.

Podívějme se dál na několik obvodů, použitelných pro přímé zpracování střídavých napětí.

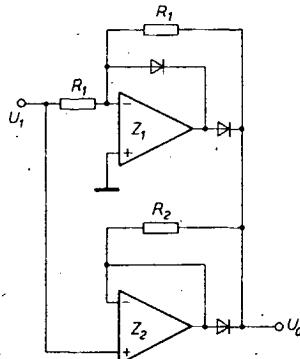
Častým problémem bývá měření střídavých napěti ručkovým měřidlem. Při použití deprezského měřidla vznikají značné potíže s měřením malých střídavých napětí, zaviněné vlastnostmi běžných usměrňovačů. A právě pro tyto účely (pro měřidla, která prakticky nikdy nemají žádnou z obou vstupních svorek uzemněnou) existují velmi jednoduchá, spolehlivá a citlivá zapojení dvoucestných lineárních usměrňovačů s použitím pouze jednoho operačního zesilovače.



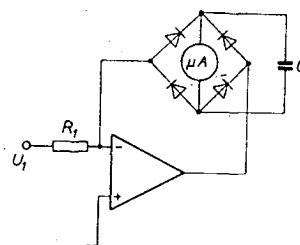
Obr. 26. Převodník na absolutní hodnotu s diferenčními zesilovači



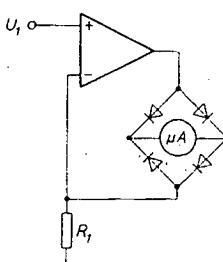
Obr. 27. Jiné zapojení převodníku na absolutní hodnotu



Obr. 28. Obvod absolutní hodnoty se dvěma přesními odopy



Obr. 29. Střídavý voltmetr s měřidlem



Obr. 30. Střídavý voltmetr s velkým vstupním odporem

Známe-li citlivost měřidla na plnou výchylku  $I_M$  a napětí  $U_1$ , při němž má ručka měřidla dosáhnout plné výchylky, můžeme vypočítat odpor  $R_1$  ze vztahu

$$R_1 = \frac{U_1}{I_M}$$

V takovém případě by však ručka měřidla ukazovala pouze střední hodnotu vstupního měřeného napětí  $U_1$ . Aby měřidlo udávalo efektivní hodnotu přiváděného střídavého napětí, musíme rovnici ještě doplnit tzv. činitelem tvaru, který je pro sinusový průběh  $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ . Upravená rovnice má potom tvar

$$R_1 = \frac{2U_1\sqrt{2}}{I_M\pi}$$

Paralelně k měřidlu můžeme připojit kondenzátor  $C$ , potlačující kmitání ručky při měření střídavých napětí nízkých kmitočtů. Časovou konstantu tohoto elektrického tlumění vypočteme ze vztahu

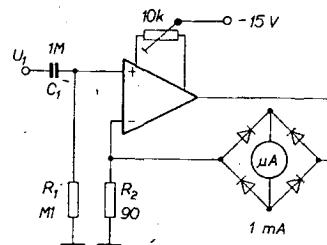
$$\tau = R_C$$

kde  $R$  je vnitřní odpor ručkového měřidla.

Z uvedených rovnic je vidět, že odpor  $R_1$  (který zároveň představuje vstupní odpor zapojení) vychází pro malá měřená napětí rovněž velmi malý, což by mohlo nepřípustně zatažit předcházející obvody. V takovém případě použijeme kvalitativně rovnocenný obvod, nakreslený na obr. 30. Vstupní odpor tohoto obvodu je velmi velký, desítky až stovky megaohmů.

Praktické zapojení lineárního usměrňovače pro buzení ručkového měřidla je na obr. 31. Vstupní signál se přivádí přes kondenzá-

MAA741 4 x KA206



Obr. 31. Zapojení střídavého voltmetri

tor  $C_1$  na neinvertující vstup operačního zesilovače. Vstupní odpor je roven odporu  $R_1$ , kterým zároveň teče vstupní proud zesilovače. Protože mezi oběma vstupy operačního zesilovače je stále nulový rozdíl napětí, musí se proudem protékajícím z výstupu zesilovače přes diody a měřidlo do odporu  $R_2$  a na něm vytvořit na  $R_2$  úbytek napětí přesně stejně velký, jako je vstupní měřené napětí. Je-li proudová citlivost ručkového měřidla 1 mA, pak bude citlivost zapojení s uvedeným odporem  $R_2$  přesně 100 mV pro plnou výchylku ručky.

Časová konstanta obvodů na vstupu je dostatečně velká, takže kmitočtová charakteristika má u dolního okraje pásma pokles 3 dB až u kmitočtu přibližně 3 Hz. Průběh charakteristiky při vysokých kmitočtech je dán především dynamickými vlastnostmi použitého operačního zesilovače. Se zesilovačem typu MAA741 lze dosáhnout uspokojivé přesnosti do kmitočtu 5 až 8 kHz (podle typu měřidla). Na vnitřním odporu měřidla v zásadě nezáleží, pokud nebudu překročeny napěťové schopnosti zesilovače.

Obvod se seržuje dvěma operacemi. Nejprve vstup obvodu uzemníme a trimrem 10 kΩ seržime zesilovač tak, aby ručka měřidla ukazovala přesně na nulu. Druhá operace spočívá v nastavení rozsahu, což lze udělat jemnou úpravou odporu  $R_2$ .

Zapojení střídavého milivoltmetru s velkým vstupním odporem (přibližně  $2 M\Omega$ ) a s kmitočtovým rozsahem přibližně od 10 Hz do 150 kHz (pro pokles –3 dB) je na obr. 32. Velký vstupní odpór je zajištěn zapojením vstupní části obvodu (bootstrap). Citlivost pro pinou výchylku ručky měřidla je 10 mV, přesně lze milivoltmetr nastavit (kalibraci rozsahu) úpravou  $R_1$ . Kmitočtová kompenzace operačního zesilovače (typu MAA501) je řešena tak, aby bylo dosaženo co nejvyššího horního mezního kmitočtu. Pokud by obvod jevil sklon ke kmitání, snažíme se stabilitu zajistit zvětšením kapacitý kondenzátorů v obvodech kmitočtové kompenzace.

Podmínkou úspěchu je však především správné rozložení součástek, stínění přívodu měřeného napětí a umístění kondenzátorů, blokujících obě větve napájecího napětí v těsné blízkosti zesilovače. Zapojení lineárního usměrňovače, vhodného pro rozšíření využitelnosti stejnosměrného číslicového voltmetu i pro měření střídavých napětí s přesností přibližně 1 %, je na obr. 33. Podstata a činnost zapojení jsou shodné s obvodem, zobrazeným na obr. 25. Na výstupu je k dispozici vyhlazené stejnosměrné napětí rovnající se efektivní hodnotě vstupního střídavého (sinusového) napětí. Přesné jednotkový koeficient přenosu získáme nastavením trimru  $P_1$ . Filtrace výstupního napětí zajišťuje kondenzátor  $C_2$ , který musí mít malý svod, aby nezhoršoval přesnost převodu. Vhodný je tantalový elektrolytický kondenzátor. Časová konstanta filtru je přibližně 0,5 s. Neinvertující vstupy obou operačních zesilovačů jsou uzemněny přes odpory, které zmenšují nesymetrii obvodu, vznikající působením vstupních proudů zesilovačů. Vstupní střídavé napětí se přivádí přes dva (opět tantalové) kondenzátory, polarizované proti sobě. Aby bylo možno spolehat na přesnost usměrnění je třeba, aby všechny odpory (kromě obou odporníků, zapojených v neinvertujících vstupech) byly nejen přesné (v toleranci lepší než 1 %), ale také časově i teplotně stabilní.

#### Využití operačních zesilovačů při konstrukci oscilátorů a generátorů

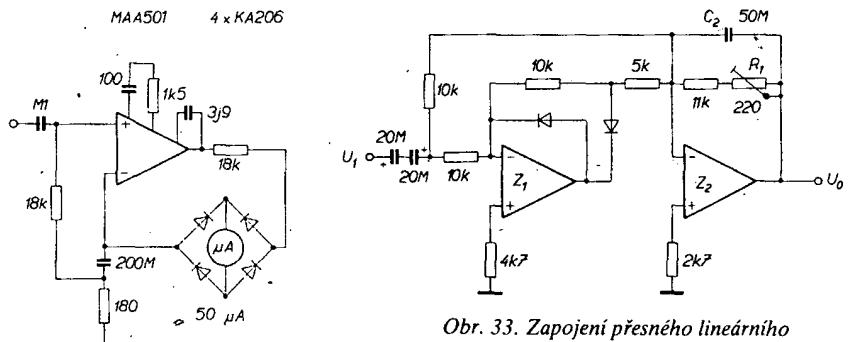
Operační zesilovače jsou velmi vhodné jako základní stavební prvky pro konstrukci oscilátorů nejrůznějších typů. Zapojení oscilátorů, využívající operačních zesilovačů, vynikají především jednoduchostí, ale také kvalitou dosažených parametrů. V této kapitole si probereme jednak jednoduchá zapojení oscilátorů, produkujících napětí sinusového, obdélníkovitého nebo trojúhelníkovitého průběhu, ale také složitější, zapojení, využitelné jako tzv. generátor funkcí.

#### Sinusové oscilátory

U většiny známých zapojení sinusových oscilátorů s operačními zesilovači se vyskytují ve zpětnovazebních obvodech články  $RC$  různých druhů (článek typu dvojitý T, článek typu přemostěný T atd.).

Nízkofrekvenční generátor, jehož schéma je na obr. 34, je velmi rozšířené zapojení s všeobecně známým Wienovým můstkom. Zpětná vazba, zavedená z odporevého děliče na výstupu operačního zesilovače přes Wienův můstek do neinvertujícího vstupu, určuje kmitočet výstupního sinusového napětí. Jeho amplitudu určuje záporná zpětná vazba, zavedená přes  $R_1$  do neinvertujícího vstupu. Stupeň této vazby se nastavuje automaticky (závisí na velikosti výstupního napětí), což zajišťuje účinnou stabilizaci výstupního signálu.

Obvod pro stabilizaci amplitudy pracuje podle následujícího popisu: velikost záporné zpětné vazby je dána poměrem odporu  $R_1$



Obr. 32. Střídavý milivoltmetr s velkým vstupním odporem

a odporu kanálů polem řízeného tranzistoru. Odpór polem řízeného tranzistoru je závislý na velikosti napětí na řídící elektrodě. Je-li toto napětí (proti zemnímu bodu) záporné (1 až 4 V), je odpór tranzistoru velký, zmenšuje-li se napětí k nule, zmenšuje se i odpór tranzistoru (ne však pod přibližně 300 až 400 Ω). Bude-li zapojení v rovnováze a změní-li se z nějakého důvodu velikost výstupního napětí, bude se při záporných půlvlnách nabíjet kondenzátor (přes Zenerovu diodu, diodu  $D_1$  a odpor  $R_2$ ) na větší záporné napětí. Tím se ovšem zvětší odpór polem řízeného tranzistoru a proto i stupeň záporné zpětné vazby, čímž se zmenší výstupní napětí na správnou velikost.

Kmitočet výstupního napětí je dán součástkami  $R$  a  $C$  Wienova můstku podle rovnice

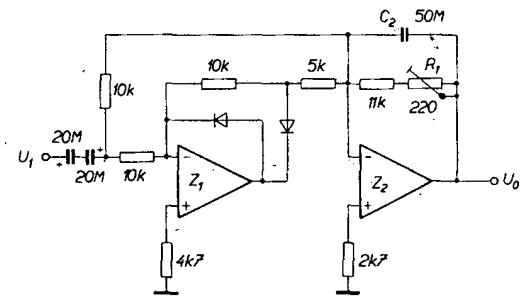
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

V praxi je horní kmitočtová hranice dána dynamickými parametry použitého operačního zesilovače (pro MAA741 přibližně 10 kHz). Zdola je pásmo použitelnosti omezeno kapacitami kondenzátorů  $C$ , protože se s ohledem na působení vstupních proudů nedoporučuje volit odpory  $R$  větší než 100 kΩ. Dosáhnout velmi nízkých kmitočtů s kondenzátory únosné velikosti (např. s kapacitou 1 μF) umožňují operační zesilovače, vybavené na vstupech tranzistory řízenými polem. V takovém případě mohou být odpory  $R$  až řádu gigaohmů. Potom ovšem je nutno rovněž úměrně zvětšit časovou konstantu obvodu, zapojeného na řídící elektrodu stabilizačního tranzistoru, řízeného polem.

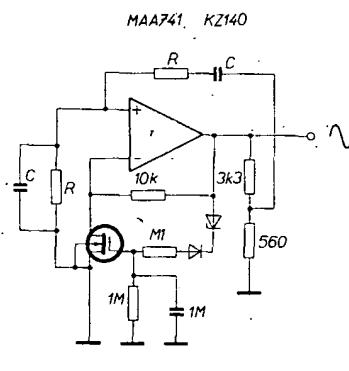
Amplituda výstupního napětí je závislá především na vlastnostech použitého Zenerovy diody. Mezi vzhledem napětí na výstupu je zhruba dvojnásobek součtu napětí na Zenerové diodě a na křemíkové diodě (která je s ní zapojena v sérii v propustném směru). V tomto případě je efektivní výstupní napětí přibližně 2,5 V. Stabilita amplitudy je do značné míry závislá na strmosti tranzistoru řízeného polem.

Další zapojení sinusového oscilátoru (podobné předchozímu) je na obr. 35. Jedná se opět o oscilátor s Wienovým můstkom, zkonstruovaný tak, aby na výstupu poskytoval efektivní sinusový signál přibližně 4 V kmitočtu 10 Hz. Stabilizační polem řízený tranzistor je vázán střídavě, z hlediska stejnosměrných poměrů je zapojení velmi dobře vyvážené.

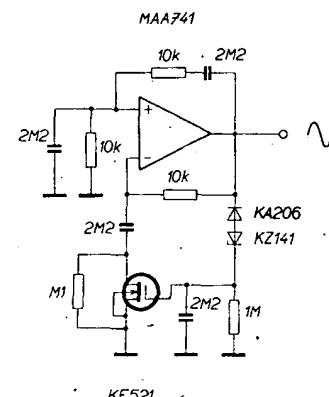
Na obr. 36 je zapojení oscilátoru 1 kHz s použitím zesilovače MAA501, které je navrženo tak, aby na stabilizačním tranzistoru řízeném polem bylo co nejmenší střídavé napětí. Amplitudu výstupního napětí lze nastavovat odporovým trimrem  $R$ . Kmitočet oscilátoru lze změnit na žádaný změnou odporu  $R$  a kondenzátoru  $C$  na základě výpočtu ze stejné rovnice, jako byla uvedena v zapojení na obr. 34.



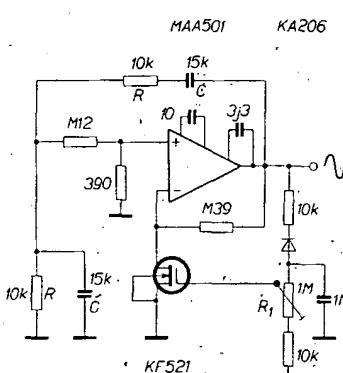
Obr. 33. Zapojení přesného lineárního usměrňovače (2 × MAA741, 2 × KZ140)



Obr. 34. Sinusový oscilátor s Wienovým můstkom a se stabilizací amplitudy výstupního signálu



Obr. 35. Sinusový oscilátor 10 Hz (Wienův)



Obr. 36. Sinusový oscilátor 1 kHz

Následující zapojení, které vidíme na obr. 37, je rovněž oscilátor 1 kHz s Wienovým můstkom, lišící se od předchozích způsobem stabilizování amplitudy výstupního napětí.

Na rozdíl od předchozích se ke stabilizaci výstupního napětí využívá nonlinearity charakteristik dvou antiparalelně zapojených křemíkových diod. Odporový trimr  $R$  slouží k nastavení takového pracovního stabilizačního obvodu, při němž je stabilizace nejúčinnější, zároveň se jím ovlivňuje velikost výstupního napětí.

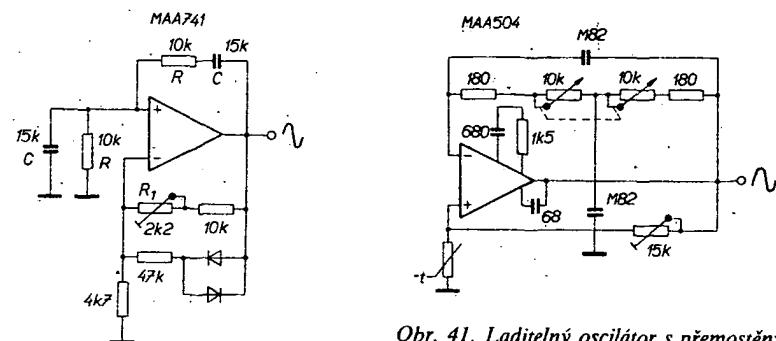
Zapojení dvoufázového oscilátoru na obr. 38 využívá ke stabilizaci amplitudy dvě diody KZZ71, zapojené v sérii proti sobě ve zpětné vazbě operačního zesilovače  $Z_2$ . Ostatní pasivní součástky (kromě odporu  $R_4$ ) určují přímo kmitočet výstupního napětí, proto věnujeme jejich kvalitě náležitou pozornost. Oscilátor nazýváme dvoufázový proto, že mezi napětím na výstupech zesilovačů  $Z_1$  a  $Z_2$  je fázový posuv  $90^\circ$ . Kmitočet oscilátoru s uvedenými součástkami je  $1\text{ kHz}$ . Pro jiný kmitočet bude (za předpokladu, že platí  $R_1 C_1 = R_2 C_2$ ) možno hodnoty součástek vypočítat z rovnice:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 C_2 R_3 C_3}}$$

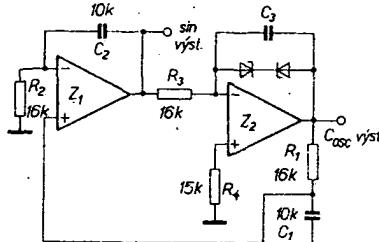
Zapojení oscilátorů, která jsme si dosud ukázali, se podobala tím, že se v obvodech pro stabilizaci amplitudy výstupního napětí používaly polovodičové součástky (bud se využívalo nonlinearity charakteristik obyčejných nebo Zenerových diod, nebo možnosti řídit odpor kanálu tranzistoru řízeného polem).

Jiná vhodná (a často používaná) metoda stabilizace výstupního napětí sinusových oscilátorů spočívá ve využití součástek, jejichž odpor se mění, přiložíme-li na ně napětí různých velikostí. Typickými zástupci takových součástek jsou např. termistory, které při změně na ně přiloženého napětí změní svou teplotu (neboť se změní i procházející proud) a v důsledku toho se změní i jejich odpor, protože jsou vyrobeny z materiálu s velkým teplotním součinitelem. Aby bylo možno takové změny vyvolat signálem malé úrovně, musí mít tyto součástky velmi malou tepelnou kapacitu. Proto se používají termistory, které mají podobu malé perlíčky (rozměry jsou jen několik desetin milimetru), zavěšené na tenkých vlákních přívodů ve vycerpané skleněné baňce. Prakticky dostupné jsou u nás zatím pouze termistory s negativním teplotním součinitelem, to znamená termistory, jejichž odpor se při zvyšování teploty zmenšuje a naopak. Je veliká škoda, že obchody s elektrickými součástkami nejsou většinou pravidelně zásobovány šířším sortimentem termistorů, ačkoli se v n. p. Prameřet v Šumperku vyrábí poměrně značné množství typů.

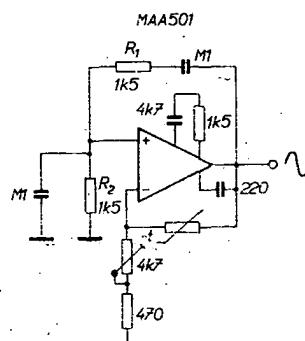
Jednoduché zapojení sinusového oscilátoru se stabilizací amplitudy termistorem představuje schéma na obr. 39. V zapojení s operačním zesilovačem MAA501 je opět kmitočet určujícím obvodem Wienův můstek, navržený pro kmitočet 1 kHz. Odpor termistoru při pokojové teplotě by měl být v rozmezí 1 až 10 k $\Omega$ , odporovým trimrem seřídíme amplitudu výstupního napětí podle požadavků, ale také s ohledem na vlastnosti termistoru. Správnou funkci stabilizačního termistoru poznáme kontrolou výstupního napětí osciloskopem v okamžiku připojení napájecího napětí. Výstupní napětí krátce zakmitá několika tlumenými kmity a v pracovním bodě pro termistor nejvhodnějším bude tento přechodový jev, trvat nejkratší dobu. Uvedené zapojení oscilátoru lze snadno upravit na oscilátor přeladitelný, nahradíme-li odpory  $R_1$  a  $R_2$  dvojitým potenciometrem s dobrým souběhem.



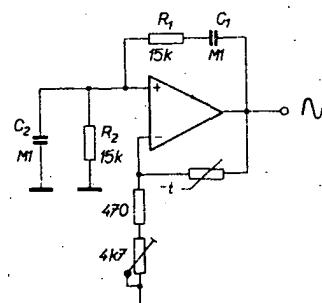
Obr. 37. Sinusový oscilátor 1000 Hz, stabilizace diodami KA206



Obr. 38. Dvoufázový oscilátor s MAA741



Obr. 39. Sinusový oscilátor se stabilizací amplitudy termistorem

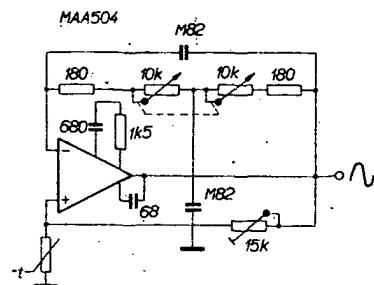


Obr. 40. Sinusový oscilátor 100 Hz s termistorem

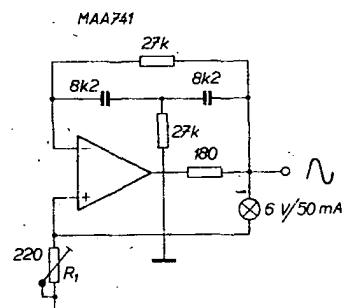
Podobné zapojení se zesilovačem MAA741 je na obr. 40. Kmitočet výstupního napětí (přibližně 100 Hz) určují součástky  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$  a  $C_2$ . Výhodou zapojení se zesilovačem MAA741 je především to, že může pracovat při napájecím napětí od  $\pm 4\text{ V}$  do  $\pm 15\text{ V}$ .

Přeladitelný oscilátor, u něhož je kmitočet výstupního napětí určen hodnotami součástek přemostěného článku T ve zpětné vazbě a amplituda stabilizována termistorem, je na obr. 41. Oscilátor lze přelaďovat dvojitým potenciometrem v rozmezí od 20 Hz do 1 kHz, při připojení jiných kondenzátorů lze rozsah rozšířit až do kmitočtu asi 20 kHz.

Teprve u přeladitelných oscilátorů oceníme v plné míře dobré pracující stabilizační obvod, protože dochází ke značným změnám impedancí v záporné zpětné vazbě, které



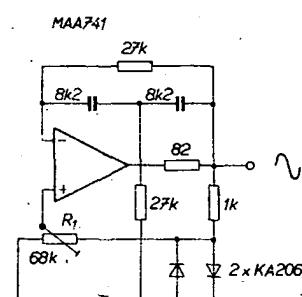
Obr. 41. Laditelný oscilátor s přemostěným článkem T



Obr. 42. Oscilátor s článkem T a se stabilizací amplitudy žárovkou

musí stabilizační obvod vyrovnat, jinak se amplituda výstupního napětí při přelaďování mění. Pro uvedené zapojení je vhodný termistor s odporem kolem 10 k $\Omega$ .

Dalšími prvky, které je možné použít ke stabilizaci amplitudy výstupního napětí sinusových oscilátorů, jsou žárovky. U nich totiž můžeme rovněž pozorovat značnou změnu odporu vlákna v závislosti na přiloženém napětí (v důsledku ohřátí vlákna procházejícím proudem), ovšem teplotní koeficient je u žárovek vždy kladný. Pro nás účel jsou nejhodnější žárovky s velmi malým proudem, v zahraničí existují typy s maximálním proudem kolem 10 mA při napětí kolem 10 V. Ze žárovek v tuzemsku běžně dostupných lze u obvodů s operačními zesilovači použít pouze žárovku 6 V/50 mA, která je právě na hranici použitelnosti. Sinusový oscilátor s použitím této žárovky je na obr. 42. Přemostěný článek T s uvedenými součástkami určuje kmitočet oscilátoru 700 Hz. Optimální pracovní bod oscilátoru nastavíme trimrem  $P_1$ . Efektivní výstupní napětí je přibližně 2 V. Na dalším schématu (obr. 43) uvádíme pro srovnání podobné zapojení oscilátoru, u něhož se stabilita amplitudy výstupního napětí zajišťuje diodovým omezovačem. Efektivní výstupní napětí tohoto oscilátoru je přibližně 300 mV, kmitočet je pochopitelně stejný, jako v předchozím případě. Zapojíme-li místo diod dvě v sérii proti sobě položené Zenerovy diody KZ141, bude efektivní výstupní napětí přibližně 3 V. Pracovní bod tohoto oscilátoru seřizujeme odporovým trimrem  $P_1$  za současné kontroly



Obr. 43. Oscilátor s článkem T a se stabilizací diodami

osiloskopem tak, abychom dosáhli co největšího nezkresleného výstupního napětí (bez ořezaných špiček).

Zapojení sinusového oscilátoru se žárovkou stabilizací amplitudy a Wienovým můstekem při použití žárovky s velkým odporem (přibližně  $800\ \Omega$ ) je na obr. 14.

Schéma posledního ze sinusových oscilátorů (obr. 45) je velmi jednoduché. U tohoto oscilátoru můžeme měnit amplitudu výstupního napětí změnou poměru odporů  $R_1 : R_2$ . Kmitočet generovaného sinusového napětí vypočteme ze vztahu

$$f_0 = \frac{1}{R_1 C_1}.$$

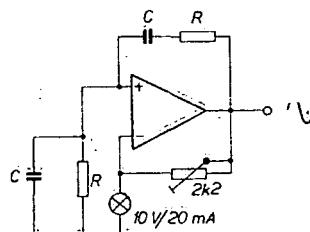
Z uvedené rovnice vyplývá snadná možnost přeladitelnosti změnou jediného odporu, takže odpadá nutnost použít dvojitý potenciometr. Použit lze MAA741.

#### Generátory napětí pravoúhlého a trojúhelníkovitého průběhu

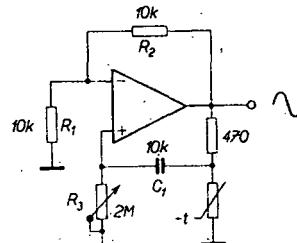
V předchozí kapitole jsme uvedli několik ukázk zapojení sinusových oscilátorů s operačními zesilovači, u nichž byl kmitočet výstupního napětí určen hodnotami současné různých fázovacích článků  $RC$  ve zpětné vazbě.

Nyní si probereme několik typů zapojení, jejichž podstata činnosti spočívá v integraci napětí na kondenzátoru. Blokové schéma obvyklého uspořádání je na obr. 46. Protože integrační časová konstanta, integrované napětí i konečné napětí na integračním kondenzátoru jsou vždy určitym způsobem definovány, bude definována i doba kmitu a tedy i kmitočet oscilátoru, pracující na tomto principu. Protože v zásadě jde o integraci konstantního napětí, bude mít výstupní napětí v souřadných osách čas – napětí tvar přímky se směrem  $k$  (v první polovině jednoho kmitu), případně  $-k$  (ve druhé polovině kmitu). Rikáme, že generátor produkuje napětí trojúhelníkovitého průběhu. Abychom však dostali na výstupu integrátoru I napěti se směrem, která má střídavě opačné znaménko, musíme integrovat napětí, které má sice stejnou velikost, ale střídavě se měnící polaritu (včetně společnému vodiči s neutrálním potenciálem). Polarita tohoto tzv. přepínacího referenčního zdroje  $R$  se mění vždy v okamžiku, kdy je na výstupu integrátoru špička napěti trojúhelníkovitého průběhu. To zajišťuje tzv. komparátor K, který se v okamžiku, kdy výstupní napěti trojúhelníkovitého průběhu dosáhne předepsané velikosti, překlopí a přepne zdroj referenčního napěti do opačné polarity. Je evidentní, že výstup zdroje referenčního napěti je zároveň výstupem napěti pravoúhlého průběhu celého generátoru. V literatuře se tato zapojení nazývají generátory funkcí. Typické zapojení generátoru funkcí s operačními zesilovači je na obr. 47. Dříve, než si popíšeme jeho zapojení a princip činnosti, vysvětlíme si však funkci Schmittova klopného obvodu s operačním zesilovačem (obr. 48).

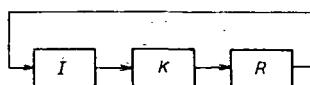
Výstup tohoto obvodu se v provozu stále nachází buďto v kladné nebo v záporné saturaci. Tento stabilní stav (je-li na invertujícím vstupu nulové napěti) je zajištěn kladnou zpětnou vazbou z výstupu do neinvertujícího vstupu. Bude-li v daném okamžiku výstupní napěti např. kladné polarity (v saturovaném stavu bývá při napájecím napěti  $+15\text{ V}$  na výstupu běžných monolitických operačních zesilovačů napětí 12 až 13 V), přenese se na neinvertující vstup výstupní napěti operačního zesilovače, zmenšené ve stejném poměru, jako je poměr  $R_2 : R_1$ . Toto kladné napěti bude udržovat výstup zesilovače v kladné saturaci. Budeme-li nyní na invertující vstup přivádět plynule se zvětšující kladné napěti, dostane se obvod nutně do stavu, kdy se napěti na obou vstupech vyrovnají a posléze bude invertující vstup kladněji



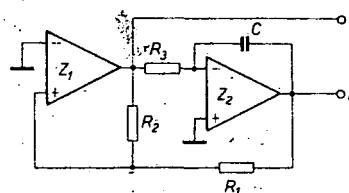
Obr. 44. Wienův oscilátor se stabilizací žárovkou



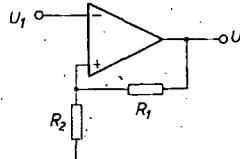
Obr. 45. Jednoduchý ladielný oscilátor



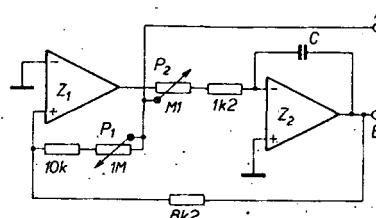
Obr. 46. Blokové schéma generátoru funkcí



Obr. 47. Základní zapojení generátoru funkcí



Obr. 48. Zapojení Schmittova klopného obvodu



Obr. 49. Zapojení generátoru s nastavitelným kmitočtem a amplitudou výstupního signálu

váče ze záporné saturace do kladné, v tom případě však musíme na invertující vstup přivést záporné napěti.

Důležitým parametrem Schmittova klopného obvodu je tak zvaná hystereze, což je rozdíl napětí, při nichž přechází klopný obvod do jednoho saturačního stavu a zpět. Hysterezi Schmittova obvodu na obr. 48 vypočteme z rovnice

$$U_H = [(+U_{sat}) - (-U_{sat})] \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Z rovnice vidíme, že hysterezi Schmittova klopného obvodu můžeme snadno měnit změnou jediného odporu, čehož využíváme u funkčních generátorů k jednoduchému řízení amplitudy.

Vraťme se nyní k zapojení na obr. 47. Vzhledem k blokovému schématu na obr. 46 pracuje operační zesilovač  $Z_1$  jako integrátor a zesilovač  $Z_2$  jako komparátor a zároveň jako zdroj referenčního napěti. Jedno referenční napěti je  $+U_{sat}$ , druhé  $-U_{sat}$ . Z toho už je vidět, že se jedná o poměrně nedokonalé zapojení, protože saturační napěti operačního zesilovače  $Z_1$  jsou zřídka kdy symetrická. Na výstupu zesilovače  $Z_1$  (bod A) je napěti pravoúhlého průběhu se střidou přibližně 1 : 1, jehož amplituda je rovna součtu saturačních napěti kladné a záporné polarity. Trojúhelníkový signál je na výstupu zesilovače  $Z_2$  (bod B). Jeho kmitočet, který je vždy stejný jako kmitočet pravoúhlého signálu, je závislý (při stejné amplitudě) na odporu  $R_3$  a kapacitě kondenzátoru  $C$ . Amplituda průběhu trojúhelníkovitého napěti je dána poměrem odporu  $R_1$  a  $R_2$ . Bude-li např. saturační napěti zesilovače  $Z_1$  v obou polarizech 12 V, pak bude napěti trojúhelníkovitého průběhu (mezivrcholové napěti) na výstupu B:

$$U_B = \frac{24 R_1}{R_2}$$

Praktické zapojení jednoduchého generátoru funkcí je na obr. 49. Činnost zapojení přesně odpovídá předchozímu výkladu, potenciometrem  $P_1$  řídíme velikost napěti trojúhelníkovitého průběhu na výstupu B v rozmezí asi od 0,2 do 20 V (mezivrcholové napěti). Potenciometrem  $P_2$  můžeme měnit kmitočet v poměru asi 1 : 100. Je si třeba uvědomit, že kmitočet výstupního napěti je závislý též na nastavení velikosti výstupního napěti a sice tak, že zmenšíme-li výstupní napěti např. na čtvrtinu, zvýší se (při stejném nastavení  $P_2$ ) kmitočet signálů obou průběhů čtyříkrát (rychlosť změny napěti s časem se při změně výstupního napěti nemění).

Abychom dosáhli přesné symetrického výstupního napěti trojúhelníkovitého průběhu (to znamená, že střída pravoúhlého výstupního napěti je přesně 1 : 1), museli bychom komparátor osadit operačním zesilovačem vybraným tak, aby měl kladné i záporné saturační napěti stejně. To ovšem není solidní řešení. V praxi se tento problém řeší použitím symetrického omezovače. Zapojení funkčního generátoru, vybaveného omezovačem se dvěma Zenerovými diodami, je na obr. 50. Operační zesilovač  $Z_1$  pracuje jako komparátor s hysterezí, nastavitelnou potenciometrem  $P_1$  (nahrazuje odpor  $R_1$  a  $R_2$  z obr. 47 a řídí tedy velikost výstupního napěti). Potenciometr  $P_2$  řídí kmitočet generátoru. Protože i u Zenerových diod je problémem dosáhnout dokonalého párování, je do neinvertujícího vstupu integrátoru zapojen potenciometr (napájený z kladné i záporné větve napájecího napěti), jímž lze vyrovnat malý rozdíl v parametrech  $D_1$  a  $D_2$ .

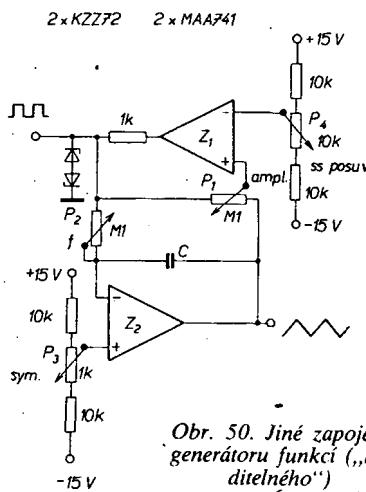
a nastaví přesný symetrický průběh výstupního trojúhelníkovitého signálu v bodě  $B$ . Signál pravoúhlého průběhu můžeme odebrat bud z katody  $D_1$ , nebo přímo z výstupu zesilovače  $Z_1$ . Výstupní napětí trojúhelníkovitého průběhu můžeme potenciometrem  $P_4$ , „posouvat“ na obě strany od nulové úrovny až o  $\pm 5$  V.

Nutnosti párovat Zenerovy diody se zavíme využitím oboustranného omezovače se Zenerovou diodou, zapojenou do můstku z běžných usměrňovacích diod. Zapojení generátoru, využívající tohoto způsobu omezení výstupního napětí komparátoru, vidíme na obr. 51. Diodový můstek přepíná diodu podle okamžité polarity na výstupu komparátoru tak, že při kladné polaritě vedou  $D_2$  a  $D_3$ , při záporné  $D_1$  a  $D_4$ , proto je Zenerova dioda vždy správně polarizována. Velikost (mezivrcholovou hodnotu) napěti trojúhelníkovitého průběhu lze seřídit přesně na 10 V odpovědným trimrem  $P_3$ . Kmitočet výstupního signálu řídíme potenciometrem  $P_1$  v poměru 1 : 10, přesně se tento poměr nastaví odpovědným trimrem  $P_2$ . Kmitočtový rozsah se hrubě nastavuje přepínáním kondenzátorů C.

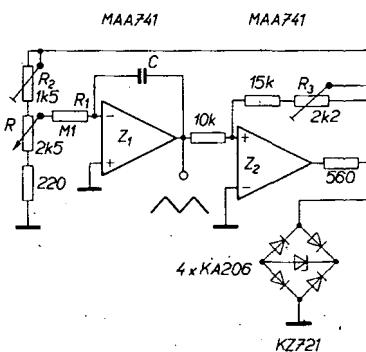
Velmi často se v praxi setkáváme s požadavkem na signál ve formě napětí pilovitého průběhu. Úprava zapojení generátoru, jehož schéma je na obr. 51, je velmi jednoduchá. Mezi výstup zesilovače  $Z_2$  (komparátoru) a invertující vstup zesilovače  $Z_1$  (integrátoru) zapojíme odpor asi  $1,5 \text{ k}\Omega$ , v sérii s diodou KA206. Rozdělme si výstupní signál (jeden jeho kmit) na dvě části – vzestupnou a seskupnou. Díky přidanému obvodu bude vždy jedna z obou částí kmitu výstupního signálu (zda vzestupná či seskupná záleží na tom, jak bude přidaná dioda půlována) podstatně strmější a tedy i časově kratší než druhá (přibližně  $200 \times$ ). To má samozřejmě vliv i na kmitočet výstupního pilovitého napětí, který při stejně kapacitě kondenzátoru  $C$  bude přibližně dvojnásobný, než u napětí trojžábelníkovitého průběhu.

Poněkud odlišné zapojení generátoru napětí trojúhelníkového průběhu uvádíme jen pro zajímavost. Jeho schéma je na obr. 52. První dva zesilovače ( $Z_1$  a  $Z_2$ ) určují s pomocí přesného dělce ze stabilizovaného napájecího napětí rozkmit výstupního signálu (přesně 10 V mezi vrcholy). Výstupy obou zesilovačů řídí přes spínací diody integrátor (operační zesilovač  $Z_3$ ). Obvod vyniká především výbornou linearitou, symetrií a amplitudovou stabilitou.

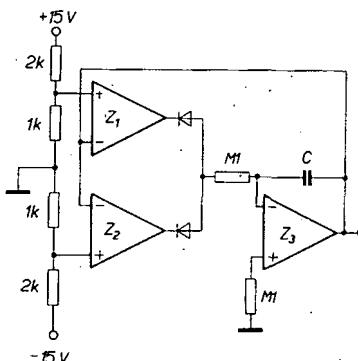
Podíváme-li se znovu na obr. 51, vidíme, že kmitočet uvedeného funkčního generátoru se vlastně řídí napětím, které ovšem musí stále (během každého cyklu) měnit polaritu. To je důvod, proč se toto řídící napětí odebirá (po omezení na definovanou amplitudu) z komparátoru. Téhož výsledku dosáhneme, budeme-li kmitočet generátoru řídit vně přivedeným napětím, u něhož budeme (komparátorem a ještě dalšími obvody) měnit polaritu. Ze pomůže obvod, nakreslený na obr. 53. Jeho činnost je velmi jednoduchá. Je-li spínač  $S$  sepnut, chová se zapojení jako obecný invertor. Neinvertující vstup je uzemněn přes odpor  $R_3$ , zdroj signálu  $U_1$  je zatěžován paralelní kombinací odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Výstupní napětí  $U_0 = -U_1$ . Bude-li však spínač  $S$  rozpojen, pak bude napětí  $U_1$  také na neinvertujícím vstupu (protože do vstupu operačního zesilovače neteče žádný proud) a proto na  $R_2$  a  $R_3$  nevzniká úbytek napětí. V tom případě však musí být  $U_1$  také na invertujícím vstupu (mezi vstupy operačního zesilovače je nulový rozdíl napětí). To znamená, že ani odpory  $R_1$  neteče proud, a proto i na výstupu operačního zesilovače



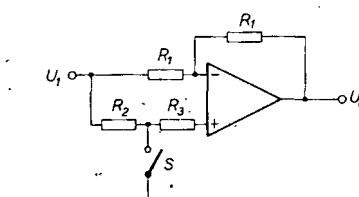
Obr. 50. Jiné zapojení generátoru funkcí („ladiitelného“)



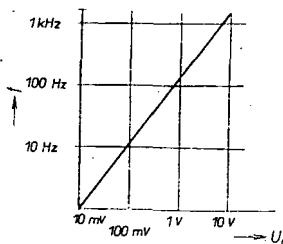
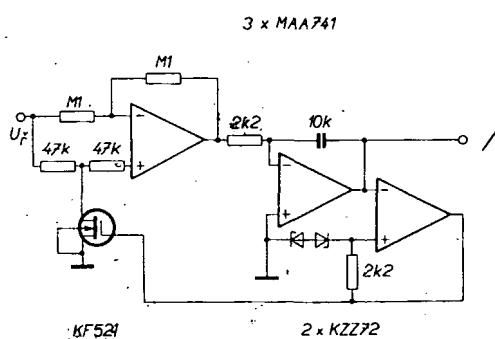
Obr. 51. Generátor se stabilizací diodovým můstkom



Obr. 52. Zdroj přesného napětí trojúhelníkovitého průběhu



Obr. 53. Obvod s přenošem jedna



Obr. 55. Převodní charakteristika obvodu z Obr. 54

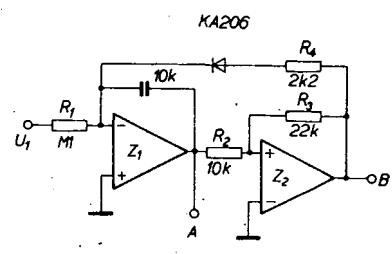
bude napětí  $U_0 = U_1$ . V praxi se volí přibližně  $R_2 = R_3$  a  $R_2 + R_3 = R_1$ .

Nyní pohleďme na obr. 54, představující zapojení generátoru funkcí, jehož kmitočet řídíme napětím  $U_t$ . Záleží-li na linearitě převodu  $U_t : f_{ys}$ , je třeba, aby měl zdroj napětí  $U_t$  malou impedanci (nejlépe výstup operačního zesilovače). Komparátor (vybavený opět bipolárním omezovačem) řídí svým výstupem řídící elektrodu řízeného tranzistoru, který nahrazuje spínač  $S$  z obr. 53. V praxi může zapojení sloužit nejen jako generátor, laditelný napětím, ale také jako převodník napětí-kmitočet. Přenosová funkce je pro názornost graficky znázorněna na obr. 55.

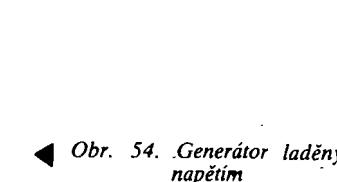
Velmi jednoduché zapojení převodníku napětí-kmitočet je na obr. 56. Kladné vstupní napětí  $U_1$  se přivádí přes  $R_1$  na invertující vstup  $Z_1$ , který pracuje jako integrátor. Při integraci vstupního napětí je na výstupu komparátoru (zesilovače  $Z_2$ ) kladné saturační napětí  $+U_{sat}$  a dioda  $D_1$  nevede. Na výstupu integrátoru se (rychlosť, úměrnou vstupnímu napětí) zvětšuje záporné napětí. V okamžiku, kdy toto napětí dosáhne

velikosti  $\frac{R_2}{R_3} (+ U_{\text{sat}})$  (tj. přibližně  $-6$  V), komparátor se překlopí a na jeho výstupu se objeví záporné saturační napětí  $-U_{\text{sat}}$ . V tomto okamžiku ovšem dioda  $D_1$  povede, a protože se nyní integruje poměrně velké napětí přes  $R_2$  (poměrně malý odpor vůči odporu  $R_1$ ), napětí na výstupu integrátoru přechází směrem ke kladnému saturačnímu napětí. Toho však nedosáhne, neboť v okamžiku, kdy na výstupu  $Z_1$  bude

klopí zpět do stavu, kdy na jeho výstupu bude  $+U_3$ , dioda  $D_1$  se uzavře a dochází znovu k integraci vstupního napětí  $U_1$ . Na výstupu komparátoru lze osciloskopem nalézt napětí, které má tvar úzkých záporných impulsů, jejich šířka je několik set mikrosekund a opakovací doba neprímo úměrná vstupnímu napětí  $U_1$  (kmitočet je tedy přímo úměrný vstupnímu napětí). Na výstupu integrátoru

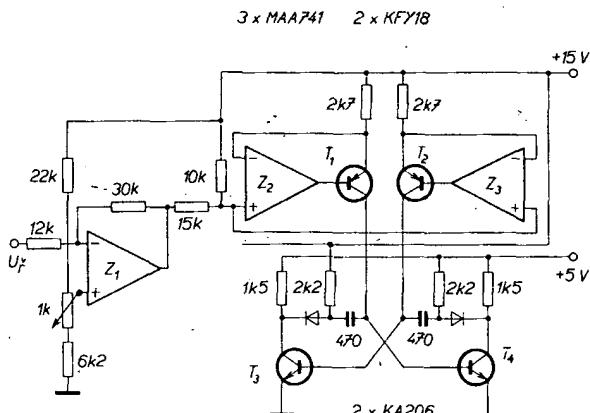


Obr. 56. Převodník  
napětí - kmitočet



**Obr. 54.** Generátor laděný napětím

Obr. 57. Převodník napětí – kmitočet s tranzistorovým multivibrátorem



obdržíme napětí pilovitého průběhu, jehož kmitočet je stejný jako kmitočet impulsů na výstupu komparátoru. Rozkmit pilovitého napětí (mezivrcholová velikost) je přibližně 12 V.

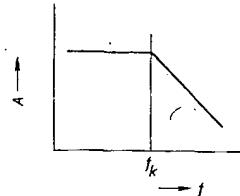
Odchylka převodního součinitele od součinitele při ideálně lineární charakteristice je způsobena především nenulovou dobou vratné části cyklu, kdy se integruje napětí z výstupu komparátoru. Poměr doby  $T_2$  vratného cyklu k době trvání  $T_1$  integrace vstupního napětí určuje přibližně chybu, s jakou bude při daném vstupním napětí převodník pracovat. Protože doba  $T_2$  je konstantní (integruje se vždy stejně napětí), bude odchylka od linearity tím větší, čím menší bude  $T_1$ , tedy čím větší bude vstupní napětí. Kvalitní převodníky napětí-kmitočet využívají proto speciálních rychlých operačních zesilovačů a kromě toho často obsahují různé korekční obvody k linearizaci charakteristiky.

Velmi často se pro méně náročné požadavky používá jako převodník napětí-kmitočet obyčejný tranzistorový multivibrátor, u něhož se proud do bázi řídí z proudových zdrojů, ovládaných právě vstupním napětím. Největší chyby do tohoto typu zapojení zanáší právě nonlinearita tranzistorů, které mají plnit funkci proudových zdrojů, řízených napětím. Zapojení převodníku, jehož schéma je na obr. 57, řeší uvedený nedostatek „linearizaci“ přechodů báze-emitor tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  (proudových zdrojů) jejich zapojením do zpětné vazby operačních zesilovačů. Výsledkem je linearita rádu přibližně 0,1 % v rozsahu vstupního napětí  $U_I$  od 1 mV do 10 V. Výstupní signál právouhlého průběhu se odebírá z kolektoru  $T_3$  nebo  $T_4$  v úrovni vhodné pro zpracování číslicovými integrovanými obvody TTL. Převodní konstanta je přibližně 100 kHz na 1 V.

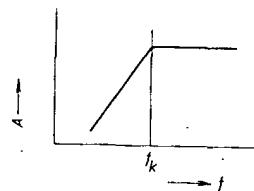
Velmi dobrou linearitu (přibližně 0,1 %) má též převodník, jehož schéma zapojení je na obr. 58. Vstupnímu napětí v rozsahu 0 až 10 V odpovídá kmitočet výstupního napětí 0 až 10 kHz. Tajemství dobré linearity spočívá v principu činnosti, který je odlišný od principu, na němž je založena funkce například obvodu na obr. 56. V tomto zapojení se integruje vstupní napětí nepřetržitě, takže napětí na výstupu integrátoru nemá pilovitý, ale trojúhelníkovitý tvar. Směr integrace se řídí spínačem (tranzistor  $T_1$ ), ovládaným výstupem komparátoru s hysterizí (operač-

vají naprostou většinu požadavků, které se v běžné elektronické praxi vyskytují. Představíme si je nejdříve podle jejich přenosových charakteristik. Na obr. 59 je přenosová charakteristika tzv. *dolní propusti*. Na vodorovné ose je vynesen kmitočet, na svislou osu vynášíme relativní zisk. Filtr s takovouto kmitočtovou charakteristikou přenáší signál od nulového kmitočtu (stejnosměrné napětí) až do kmitočtu kritického ( $f_k$ ) se stejným zesílením (teoreticky – prakticky je na kmitočtu  $f_k$  už určitý pokles zisku). Signál s vyšším kmitočtem než  $f_k$  jsou aktivním filtrem přenášeny s poklesem relativního zisku (relativním útlumem), který je tím větší, čím více je kmitočet signálu vzdálen od kmitočtu  $f_k$ . Strmost poklesu kmitočtové charakteristiky v oblasti nad kmitočtem  $f_k$  závisí na druhu a složitosti zapojení aktivního filtru.

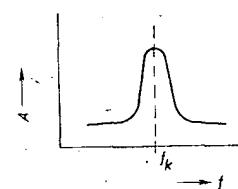
Přenosová charakteristika aktivního filtru typu *horní propusti* je na obr. 60. Z tvaru



Obr. 59. Charakteristika filtru typu dolní propusti



Obr. 60. Charakteristika filtru typu horní propusti

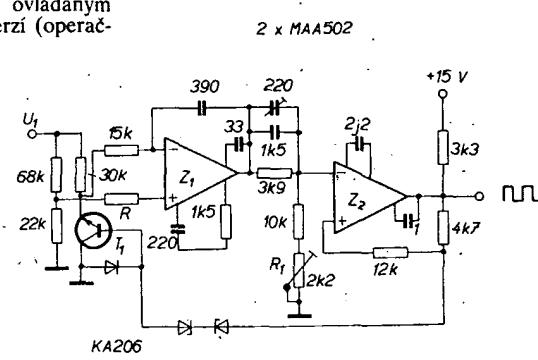


Obr. 61. Charakteristika filtru typu pásmová propusti

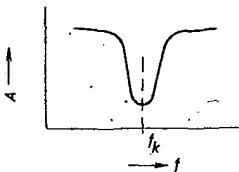
přenosové charakteristiky snadno odvodíme závěry (do jisté míry analogické závěrům, plynoucím z obr. 59), vystihující chování takového obvodu – vůči signálům kmitočtového spektra.

Poněkud odlišné vlastnosti má aktivní filtr s přenosovou charakteristikou podle obr. 61. Tento filtr – *pásmová propusti* – přenáší s určitým ziskem pouze signály, ležící v oblasti kolem kritického kmitočtu  $f_k$ , relativní zisk klesá u kmitočtů, ležících jak pod, tak i nad tímto kmitočtem. Místo strmosti kmitočtové charakteristiky v pásmu útlumu se u téhoto filtru udává buďto údaj  $B$ , což je šířka pásmá, v němž se relativní zisk nezmění více než o 3 dB, nebo tzv. činitel jakosti  $Q$ , který můžeme získat jako výsledek poměru  $f_k : B$ .

Protějšek aktivního filtru – pásmové propusti je tzv. *pásmová zádrž*, která má přenosovou charakteristiku podle obr. 62. Jak je vidět, jde o analogii předchozího případu, zisk obvodu je konstantní pro signály všech kmitočtů kromě těch, které leží v ob-



Obr. 58. Ultralineární převodník napětí – kmitočet



Obr. 62. Charakteristika filtru typu pásmová zádrž

lasti kolem  $f_k$ . U signálů s kmitočtem blízkým  $f_k$  je relativní zisk menší a nejmenší je právě na  $f_k$ .

Zmínili jsme se již o tom, že aktivní filtry slouží k úpravě elektrických signálů, která spočívá v tom, že signálny určité části spektra se zámerně potlačí. Nejčastější důvod, který nás k tomuto opatření vede, spočívá v tom, že z funkčních důvodů potřebujeme ze zpracovávaného signálu oddělit nežádoucí rušivé signály (zvětšit jejich odstup od užitečného signálu) a tím zlepšit jeho kvalitu. Typ filtru a jeho vlastnosti v praxi volíme podle toho, jaký charakter (posuzováno podle kmitočtového hlediska) má jak signál užitečný, tak i signál rušivý, abychom dosáhli co největšího rozdílu v kvalitě signálů před filtrem a za ním.

Připomínáme ještě, že uváděné nákresy přenosových charakteristik základních typů filtrů jsou idealizované a nerespektují reálné vlastnosti použitych zesilovačů a ostatních součástek. V dalším se zaměříme na typická použití aktivních filtrů jednotlivých skupin s praktickými ukázkami osvědčených zapojení.

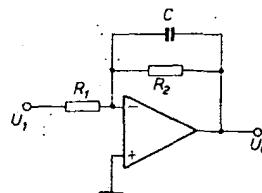
#### Aktivní filtry typu dolní propust

Tento druh filtru se nejčastěji používá tehdy, zpracováváme-li signál, ležící ve spodní části kmitočtového spektra (případně signál stejnosměrný). Při výběru vhodného filtru se nejčastěji řídíme pravidlem, podle něhož má být jeho kritický kmitočet  $f_k$  o něco vyšší, než je nejvyšší kmitočet, který se může vyskytnout v přenášeném signálu. Pokud jde o přenos signálu stejnosměrného, pak je rozhodující, jak rychle se mění a jak věrně je třeba tyto změny přenášet. Dolní propusti se tedy používají, je-li užitečný signál infikován signály, jejichž kmitočty jsou ve vyšší části spektra. Stejnosměrné signály bývají často zamoreny produkty neodružených kontaktů spínačů všeho druhu (relé, stykače, komutátory, motorové atd.), které mají charakter nahodilých impulsů různé polarity a amplitudy, případně širokopásmovým šumovým signálem. Signály akustických kmitočtů zase často obsahují rušivá šumová napěti, pocházející z různých elektroakustických měničů, magnetofonových pásků, gramofonových desek nebo i vstupních obvodů zesilovačů, zpracovávajících signály velmi nízké úrovni. Známým jevem je rovněž vznik různých zázánek (ležících někdy nad oblastí slyšitelných kmitočtů), které mohou vznikat např. směšováním pilotního signálu (při příjmu stereofonního rozhlasu) s produkty předmagnetizačního oscilátoru magnetofonu.

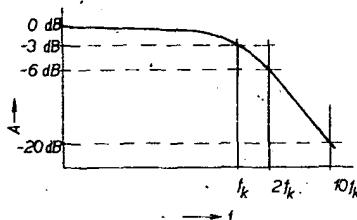
Nejednodušší dolní propust vytvoříme, připojíme-li paralelně ke zpětnovazebnímu odporu  $R_2$  operačního zesilovače (zapojeného jako invertujícího zesilovač napětí) kondenzátor tak, jak je vidět na obr. 63. Kondenzátor působí v okolí kritického kmitočtu

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

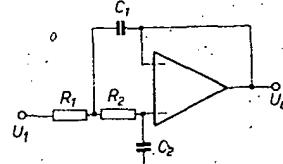
zakřivení kmitočtové charakteristiky, která v další části má sklon 6 dB na oktávu, tedy 20 dB na dekádu (viz obr. 64). Díky tomu, že se v okolí kritického kmitočtu plynule mění směrnice kmitočtové charakte-



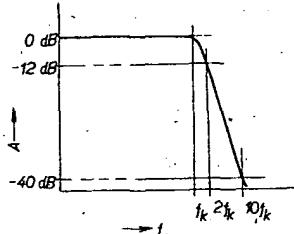
Obr. 63. Aktivní filtr prvního rádu



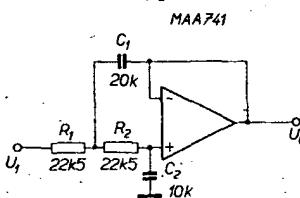
Obr. 64. Charakteristika filtru z obr. 63



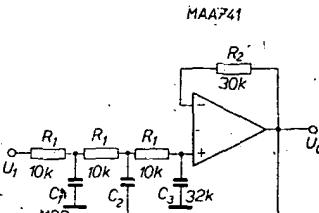
Obr. 65. Aktivní filtr prvního rádu



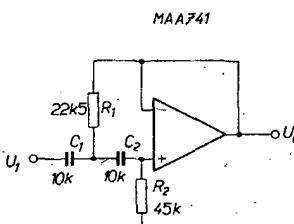
Obr. 66. Charakteristika filtru druhého rádu



Obr. 67. Aktivní filtr - dolní propust - druhého rádu



Obr. 68. Aktivní filtr - dolní propust - třetího rádu



Obr. 69. Aktivní filtr - horní propust - druhého rádu

ristiky, bude na kmitočtu  $f_k$  již útlum 3 dB. Popisované zapojení nazýváme filtrem prvního rádu. Abychom dosáhli většího filtrování účinku, musíme použít filtry se strmějším poklesem kmitočtové charakteristiky nad kritickým kmitočtem. Takové vlastnosti mají filtry vyšších rádů.

Zapojení aktivního filtru - dolní propusti druhého rádu je na obr. 65. Strmost kmitočtové charakteristiky (sklon) v oblasti potlačení (nad kmitočtem  $f_k$ ) dosahuje 12 dB na oktavu, tj. 40 dB na dekádu (obr. 66). Napěťový přenos v oblasti pod  $f_k$  je jednotkový. Filtry vyšších rádů kladou značné požadavky na přesnost použitych (výpočtem stanovených) součástek, požadovaná přesnost je tím větší, čím vyšší je rád filtru.

Praktické zapojení aktivního filtru - dolní propusti druhého rádu je na obr. 67. Hodnoty součástek jsou navrženy pro kritický kmitočet  $f_k = 500$  Hz. Filtr pro jiný kmitočet lze navrhnut podle rovnice

$$f_k = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}},$$

za předpokladu, že platí  $R_1 = R_2$  a  $C_1 = 2C_2$ .

Další zapojení aktivního filtru - dolní propusti, tentokrát třetího rádu, je na obr. 68. Sklon kmitočtové charakteristiky v oblasti potlačení (tedy nad kmitočtem  $f_k$ ) je 60 dB na dekádu, tj. 18 dB na oktavu. V propustné části charakteristiky (od nulového kmitočtu do kmitočtu  $f_k$ ) má tento filtr jednotkový kladný přenos. Pro zapojení s uvedenými součástkami je kritický kmitočet filtru 100 Hz. Kapacity kondenzátorů pro předem zadaný jiný kritický kmitočet můžeme vypočítat ze vztahů

$$C_1 = \frac{1,39}{2\pi f_k R_1}, \quad C_2 = \frac{3,54}{2\pi f_k R_1}, \quad C_3 = \frac{0,202}{2\pi f_k R_1},$$

je-li  $R_2 = 3R_1$ .

S tímto filtrem můžeme velmi zlepšit kvalitu stejnosměrných signálů, v tom případě je vhodné volit nižší kritický kmitočet. Pokud bychom však při prepočtu vyšli ze stejných odporů  $R_1$ , budou pro  $f_k$  např. 1 Hz kapacity kondenzátoru  $C_1$ ,  $C_2$  a  $C_3$  desítky mikrofaradů. Takové kondenzátory jsou však v kvalitním provedení těžko dostupné (použití elektrolytických kondenzátorů vůbec nepřichází v úvahu) a navíc značně rozměrné. Bude proto účelné změnit i odpory  $R_1$  (a tedy i  $R_2$ ). Přitom však musíme brát v úvahu vliv vstupních proudů použitého operačního zesilovače, který nás nutí k tomu, aby odpory byly co nejménší. (Údaje uvedené na obr. 68 jsou pro běžné typy operačních zesilovačů optimální). Východiskem z této situace je použití operačního zesilovače, vybaveného na vstupech polem řízenými tranzistory. Potom můžeme použít odpory až o tři rády větší a kondenzátory budou mít přijatelnou kapacitu. K realizaci filtru se správným průběhem kmitočtové charakteristiky je treba dodržet hodnoty všech součástek s přesností přibližně na 1 %.

#### Aktivní filtry typu horní propust

Tento druh aktivních filtrů má v praxi poněkud menší uplatnění. Jako příklad jeho využití by snad bylo možno jmenovat tzv. tlukové filtry u některých zesilovačů, kde slouží k potlačení signálů s kmitočty pod 100 Hz, které se někdy projeví v signálu z gramofonového přenosu jako produkt nekvalitní mechanické části gramofonového přístroje.

Uvedeme si rovnou praktické zapojení filtru - horní propusti druhého rádu (obr. 69), které je vlastně protějškem zapojení k filtru, jehož schéma je na obr. 65. Kritický kmitočet filtru je 500 Hz, v oblasti nad tímto kmitočtem je zesílení jednotkové. Pod  $f_k$  klesá kmitočtová charakteristika se strmostí

40 dB na dekádu, takže např. signálové napětí s kmitočtem 50 Hz je již dvacetinásobně potlačeno (viz obr. 70). Platí-li pro použité součástky  $C_1 = C_2$  a  $R_2 = 2R_1$ , můžeme pro přepočet zapojení filtru na jiný kritický kmitočet použít rovnici

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 R_2 C_2}.$$

#### Aktivní filtry typu pásmová propust

Tento druh filtrů tvoří pravděpodobně nejpočetnější skupinu, neboť praxe jim dává nejvíce přešitostí k uplatnění. Je možné použít je všude tam, kde potřebujeme přenést signál jednoho kmitočtu. Při použití aktivní pásmové propusti jsou potlačeny všechny signály, jejichž kmitočet se liší od kritického kmitočtu, na němž má obvod maximální zisk (minimální útlum). Výsledkem toho je významné zvětšení odstupu rušivých signálů, cíž může někdy umožnit zpracování signálu, který je zaměřen nezádoucími signály do té míry, že nebyl za běžných okolností (bez filtrace) použitelný.

Příklad základního zapojení aktivního filtru – pásmové propusti druhého rádu je na obr. 71. Bude-li platit, že  $C_1 = C_2 = C$ , pak můžeme vypočítat kritický kmitočet  $f_k$  z rovnice

$$f_k = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}.$$

Útlumová charakteristika připomíná charakteristiku laděného obvodu  $LC$  (obr. 72). Rozdíl kmitočtů, na nichž má útlumová charakteristika pásmové propusti pokles proti maximu 3 dB, udává šířku pásma. Můžeme ji změřit, ale i předem vypočítat ze vztahu

$$B = \frac{1}{\pi C R_3}.$$

Podobně jako laděný obvod  $LC$  můžeme i aktivní pásmovou propust charakterizovat činitelem jakosti  $Q$ , což je poměr kritického kmitočtu k šířce pásma, tedy

$$Q = \frac{f_k}{B}.$$

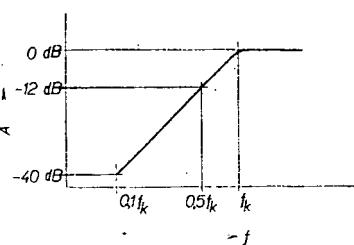
Uveďme si nyní několik ukázkových praktických zapojení aktivních pásmových propustí, využitelných především v přístrojové technice. Na obr. 73 je schéma aktivní pásmové propusti, určené pro přenos signálu s kmitočtem 160 Hz. Napěťové zesílení na tomto kmitočtu je 50. Šířka pásma pro pokles 3 dB je 16 Hz (čili činitel jakosti  $Q$  je roven 10). Zdroj signálového napětí  $U_i$  musí mít malou impedanci nebo se musí podle jeho impedančnosti korigovat odpor  $R_1$ . Pro zajištění uvedených parametrů je třeba dodržet hodnoty součástek v toleranci maximálně 5 %.

Podobný filtr – aktivní pásmová propust – naladěný na kmitočet 1 kHz je na obr. 74. Napěťový zisk obvodu na kritickém kmitočtu je 20 dB, činitel jakosti je 10, čili šířka pásma je 100 Hz. Zapojení filtru s velkým činitelem jakosti ( $Q = 48$ ) je na obr. 75. Kritický kmitočet filtru vypočteme ze vztahu

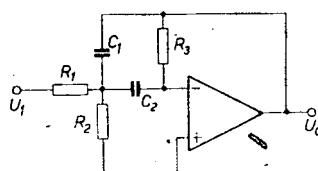
$$f_k = \frac{1}{2\pi RC};$$

pro  $R = 27 \text{ k}\Omega$  a  $C = 6 \text{ nF}$  je  $f_k = 980 \text{ Hz}$ .

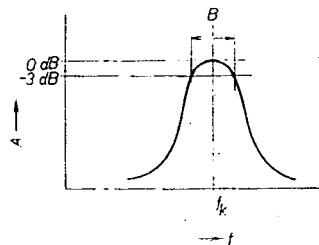
Aktivní filtr s dvojitým článkem T ve zpětné vazbě operačního zesilovače (obr. 76) pracuje jako pásmová propust na kmitočtu 1200 Hz, filtr má na tomto kmitočtu napěťové zesílení asi 40. Odpor  $R$  je, 2,7 k $\Omega$  a kondenzátor  $C$  má kapacitu 50 nF. Zisk se zmenší na jednotkovou velikost na kmitočtu 50 Hz a 2,5 kHz.



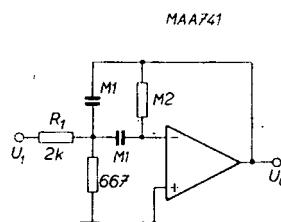
Obr. 70. Charakteristika filtru z obr. 69



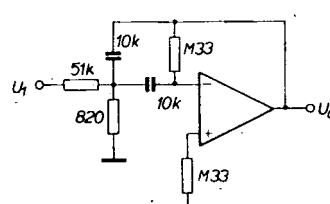
Obr. 71. Aktivní pásmová propust



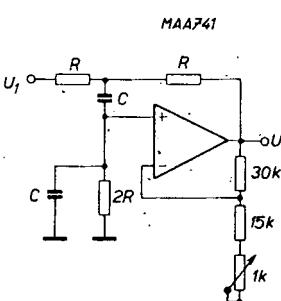
Obr. 72. Charakteristika filtru z obr. 71



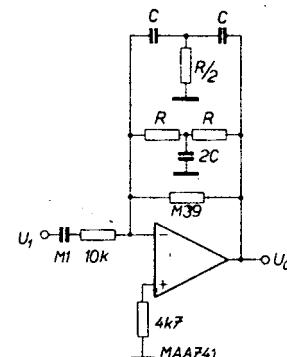
Obr. 73. Aktivní pásmová propust pro kmitočet 160 Hz



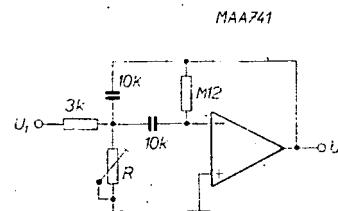
Obr. 74. Aktivní pásmová propust pro kmitočet 1 kHz



Obr. 75. Aktivní pásmová propust s proměnnou jakostí Q

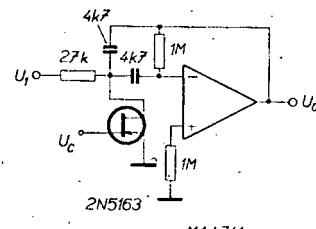


Obr. 76. Aktivní pásmová propust s dvojitým článkem T



Obr. 77. Laditelná aktivní pásmová propust

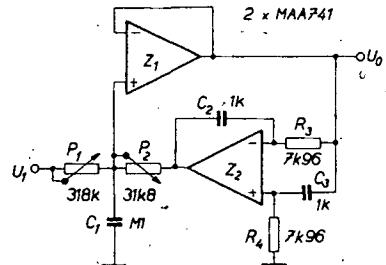
Dosud jsme probírali aktivní pásmové propusti pouze takové, které byly naladěny na pevný kmitočet. Obr. 77 představuje zapojení aktivního filtrova – pásmové propusti, u níž můžeme kritický kmitočet měnit (přelaďovat filtr) změnou jediného odporu  $R$ . Bude-li se tento odpór měnit v rozmezí od 1100  $\Omega$  do 406  $\Omega$ , má to za následek posuv kritického kmitočtu filtru v rozmezí od 1,6 kHz do 2,4 kHz. Napěťový zisk (přibližně 26 dB) přitom zůstává konstantní. Propustná šířka pásma  $B$  zůstává při přelaďování rovněž konstantní, je 260 Hz. To ovšem znamená, že se musí měnit poměr mezi kritickým kmitočtem a šířkou pásma, čili že se při přelaďování mění činitel jakosti filtru  $Q$ . U filtru, jehož schéma zapojení je na obr. 78, je možno změnou napěti na řídící elektrode polem řízeného tranzistoru měnit odpor jeho kanálu a tím měnit i kritický kmitočet filtru od 200 Hz do 3200 Hz, aniž by se měnila šířka pásma nebo přenosový zisk. Řadicí napětí se pohybuje od nuly (nejvyšší kmitočet). Šířka propustného pásma pro útlum menší než 3 dB je 80 Hz, změna činitele jakosti  $Q$  probíhá v rozmezí od 2,5 (při kmitočtu  $f_k = 200 \text{ Hz}$ ) do 40 (při



Obr. 78. Pásmová propust laditelná napětím

$f_k = 3,2 \text{ kHz}$ ). Při nahraďte přechodovému polem řízeného tranzistoru 2N5163 zahraniční výrobky našim MOS KF521 dojde patrně jen k mírnému omezení dosažitelného horního kritického kmitočtu.

Schéma zapojení aktívneho pásmového filtrova na obr. 79 se dvěma operačními zesilovači



Obr. 79. Obvod s odděleným řízením kmitočtu a šířky pásma

MAA741 představuje filtr, u něhož můžeme nezávislými prvky nastavovat zvlášť kritický kmitočet a zvlášť šířku propustného pásmá. Kmitočet lze nastavit v rozmezí od 1 kHz do 10 kHz změnou odporu potenciometru  $R_2$ . Potenciometrem  $R_1$  měníme šířku pásmá tak, že se činitel jakosti  $Q$  mění od 2 do 200. Jslou-li oba potenciometry nastaveny na maximum, pak má filtr šířku pásmá 5 Hz na kmitočtu 1 kHz. Pro výpočet kritického kmitočtu platí vztah

$$f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}},$$

bude-li  $R_1 = R'_1$  a  $C_3 = C_2$ .

Šířku pásmá, v němž dochází k poklesu zisku menšímu než 3 dB vypočteme z rovnice

$$B = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

Uvedený typ filtru je vhodný ke zpracování napětí, jehož rozkmit (mězivrcholová velikost) nepřesáhne 1 V.

Zapojení laditelného filtru – aktivní pásmové propusti, u níž zůstává při přelaďování konstantní poměr kritického kmitočtu k šířce pásmá (tedy konstantní činitel jakosti  $Q$ ) je na obr. 80. Dvojitým potenciometrem lze filtr přelaďovat v rozmezí od 150 do 1500 Hz, přičemž činitel jakosti se od 30 neodchylí více než o 5 %. Pro horní mezní polohu potenciometrů (běže jsou na konci, spojeném s výstupem předchozího zesilovače) platí následující vztahy. Kritický kmitočet vypočteme z rovnice

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},$$

platí-li  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6$  a  $C_1 = C_2$ . Šířka pásmá se řídí vztahem

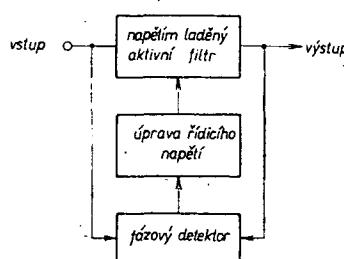
$$B = \frac{1}{2\pi R_4 C}.$$

Jako poslední si ze skupiny aktivních pásmových propustí probereme filtr, který se auto-

maticky přelaďuje podle kmitočtu signálu přivedeného na jeho vstup. Princip činnosti si objasníme podle zjednodušeného obr. 81. Přivádime-li na vstup aktívni filtra-pásmové propusti signál  $U_1$  o kmitočtu, který je přesně shodný s kritickým kmitočtem filtru, pak bude mit. signál.  $U_0$  na výstupu vůči signálu na vstupu určí fázový posuv. Budeli si kmitočet vstupního signálu odchylovat (zvětšovat či zmenšovat) od kritického kmitočtu filtru, bude fáze výstupního signálu „předvídat“ fazu signálu vstupního nebo se bude za ní zpoždovat. Zavedeme-li nyní do fázového detektora vstupní signál i signál po průchodu filtrem, objeví se na výstupu napětí, závislé na fázových poměrech mezi oběma signály. Po náležité úpravě zavádíme toto napětí na řidici elektrodu polem řízeném tranzistoru, který je součástí aktívniho filtru. (Činnost takového zapojení ještě si uobjasnil v popisu obvodu na obr. 78.) Tím je uzavřena smyčka zpětné vazby, která zajišťuje stálý poměr mezi fazami vstupního a výstupního signálu celého zapojení. V důsledku to znamená, že filtr se stále automaticky dolaďuje tak, aby jeho kritický kmitočet byl shodný s kmitočtem signálu  $U_1$  na jeho vstupu. Praktické zapojení na obr. 82 pracuje v rozsahu přibližně od 2 kHz do 6 kHz. Aktívni filtr-pásmová propust je tvořen obvody kolem operačního zesilovače  $Z_1$  včetně tranzistoru řízeného polem. Obvod by bipolárního tranzistoru až po výstup zesilovače  $Z_2$  slouží k úpravě signálu z fázového detektora, aby jím bylo možno řídit odpor kanálu tranzistoru řízeného polem. Fázový detektor je tvořen dvěma komparátory ( $Z_3$  a  $Z_4$ ). Do prvního se přivádí přímo vstupní signál, do druhého výstupní signál přes derivátor (zesilovač  $Z_5$ ), který zajišťuje nutný fázový posuv 90°. Obvod lze přesně doladit při oživování potenciometrem  $P_1$ .

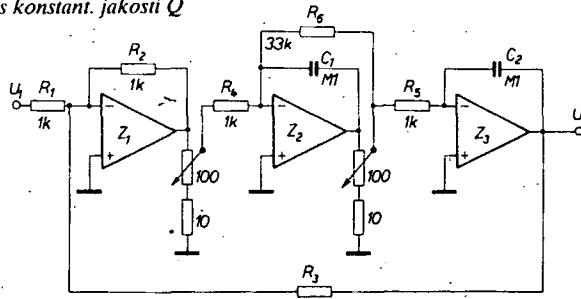
#### Aktívni filtry typu pásmové zádrž

Tento druh filtru používáme zpravidla tehdy, když máme-li zpracovat signál, který se může vyskytnout v širším kmitočtovém pásmu a musíme-li přitom počítat s tím, že dojde k rušení, v tomto případě však signálem

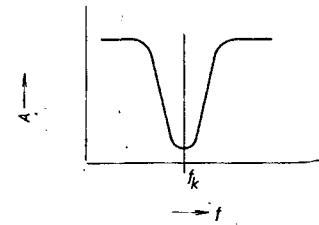


Obr. 81. Blokové schéma samočinně laděného filtru – pásmové propusti

Obr. 80. Laditelná pásmová propust s konstant. jakostí  $Q$



Obr. 82. Zapojení samočinně laděného filtru – pásmové propusti



Obr. 83. Charakteristika aktivní pásmové zádrže

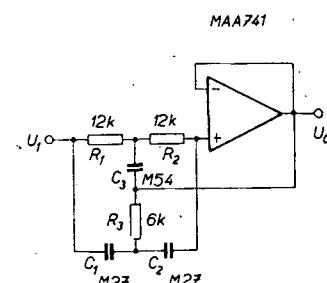
o předem známém pevném kmitočtu. Činnost tohoto druhu filtru potom spočívá v tom, že pro signál s tímto kmitočtem (a samozřejmě signály, ležící v jeho blízkém okolí) má zapojení vůči signálům jiných kmitočtů velký útlum, takže je potlačí, zvětší jejich odstup (viz typický průběh kmitočtové charakteristiky na obr. 83). Praktické uplatnění se nabízí na každém kroku, každý vš, kolik problémů a starostí někdy připraví signál o kmitočtu 50 Hz, naindikovaný do obvodu, zpracovávajících signály nízké úrovně. Jiná možnost se naskytá v zapojení měřicího harmonického zkreslení, kde musíme dobře odfiltrovat signál základního měřicího kmitočtu, abychom tím od něho oddělili vyhodnocovaný obsah signálů vyšších harmonických kmitočtů.

Na obr. 84 je schéma zapojení pásmové zádrže s dvojitým článkem T, bootstrappingem ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Zapojení potlačuje na kritickém kmitočtu ostatní signály až o 60 dB, jeho činitel jakosti  $Q$  je přibližně 50 (šířka potlačovaného pásmá je asi 1 Hz). Kritický kmitočet můžeme vypočítat z rovnice

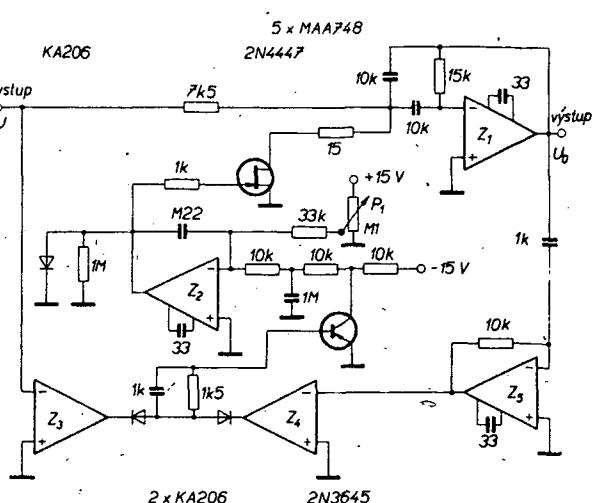
$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},$$

pokud platí, že  $R_1 = R_2 = 2R_3$ ,

$$\text{a } C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}.$$



Obr. 84. Pásmová zádrž síťového kmitočtu



Zapojení lze snadno adaptovat tak, že lze plynule nastavít činitel jakosti od asi 0,3 do 50 potenciometrem  $P_1$ . Ostatní součástky obvodu jsou stejně jako na obr. 85.

Jiné zapojení aktivního filtru-pásmové zádrže, u níž je možné měnit kritický kmitočet změnou kapacity jediného kondenzátoru, je na obr. 86. Plati-li pro odpory, že  $R_1 = R_2$ ,  $R_1 = R_2 = R_3$  a  $R_4 = \frac{R_5}{2}$ , potom platí pro výpočet kritického kmitočtu rovnice,

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_1 \sqrt{C_1 C_2}}.$$

### Použití operačních zesilovačů při můstkových měřeních

Můstkové měřicí metody, přestože velmi staré, patří především pro svou značnou citlivost stále mezi oblíbené a často používané způsoby měření. Podívajme se na klasické zapojení Wheatstoneova můstku na obr. 87. Chceme zjistit, jaké bude napětí na měřidle  $U_M = U - U_1$  při změně odporu v můstku o  $\Delta R$ . Bude-li mít měřidlo, zapojené v tzv. měřicí úhlopříce, velmi velký vstupní odpór (poteče-li jím zanedbatelný proud), pak se jedná o nezatižený můstek. Zdroj napájecího napětí je jedním polem uzemněn. Protože na levé straně jsou zapojeny od živého pólu napájecího zdroje k zemi dva stejně a neměnné odpory, víme, že napětí  $U_1$  bude přesně polovinou napětí  $U$ . Poměry ve druhé věti, v jejímž středu je napětí  $U_2$ , jsou trochu složitější. Pro napětí  $U_2$  platí vztah

$$U_2 = \frac{UR}{2R + \Delta R}.$$

Vyjádříme-li poměr přírůstku odporu k původnímu odporu jako  $\Delta R/R = \delta$ , potom platí,

$$U_M = U_2 - U_1 = -\frac{U}{4} \frac{1 + \frac{\delta}{2}}{1 + \frac{\delta}{2}}$$

Bude-li poměr  $\delta$  velmi malý, lze vztah zjednodušit na

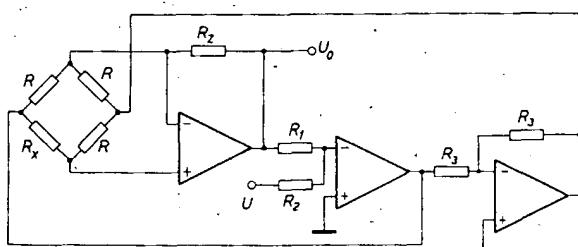
$$U_M \approx \frac{U}{4} \delta.$$

Protože v praxi často měříme velmi malé přírůstky  $\Delta R$ , musíme k jejich indikaci používat citlivá měřidla. Taková měřidla bývají však velice citlivá i na způsob zacházení, snadno se poškodi a jsou rovněž velmi dražá. Proto se snažíme malé signály z můstku nejdříve zesílit a potom přivést do robustního a levného měřidla s malými nároky na citlivost. Operační zesilovač lze k můstku připojit několika způsoby. Jednoduchý je tzv. proudový zesilovač (obr. 88), při jehož použití pracuje můstek nakrátko. Bude-li poměrný přírůstek odporu opět velmi malý a bude-li odpor  $R_1$  několikanásobně větší než odpory v můstku, pak pro výstupní napětí platí přibližně rovnice

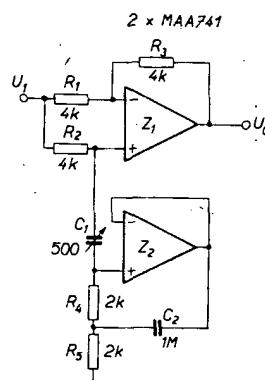
$$U_0 = \frac{UR_1 \delta}{2R};$$

je-li opět  $\frac{\Delta R}{R} = \delta$

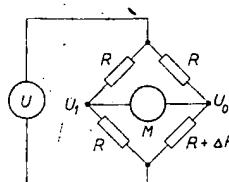
mnohem menší než 1.



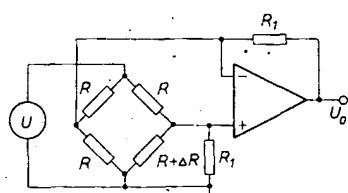
Obr. 85. Pásmová zádrž síťového kmitočtu s proměnným  $Q$



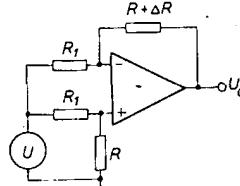
Obr. 86. Laditelný filtr - pásmová zádrž



Obr. 87. Wheatstoneův můstek



Obr. 88. Můstek se zesilovačem proudu



Obr. 89. Můstek s proměnným odporem ve zpětné vazbě

Zapojíme-li můstek s operačním zesilovačem podle obr. 89, dostaneme na výstupu napětí  $U_0$ , jehož velikost je přímo úměrná poměrné změně odporu  $R$  podle rovnice

$$U_0 = -U_1 \frac{\delta R}{R_1 + R}.$$

Při můstkových měřeních je praxe většinou taková, že si zjistíme výstupní napětí  $U_0$  a z jeho velikosti usuzujeme na změnu odporu, k níž v jedné věti můstku došlo (což nám dále dává informaci o teplotě nebo jiných veličinách). Bude tedy výhodné, bude-li moci z výstupního napětí zjistit přímo samotný přírůstek  $\Delta R$  (a ne přírůstek poměrný  $\frac{\Delta R}{R}$ ).

Zapojení můstku se třemi operačními zesilovači, které poskytuje napětí  $U_0$  přímo úměrné odchylce odporu  $R$  od  $R$  je na obr. 90. Zvolíme-li odpory v zapojení tak, aby platilo

$$\frac{R_2}{R_1} \left( 1 + \frac{2R_x}{R} \right) = 1,$$

pak je výstupní napětí  $U_0$  dáné rovnicí

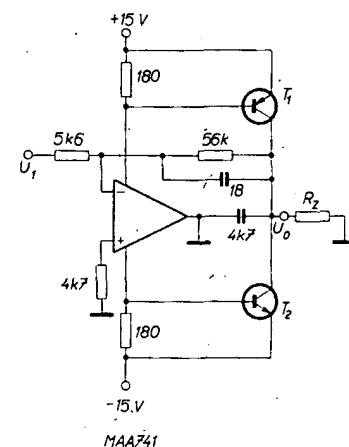
$$U_0 = \frac{U_2 R_1 R_x - R}{2 R_2 R}.$$

Podstata linearizace (odvození je dosti složité) spočívá v tom, že napájecí napětí v můstku není konstantní, ale mění se podle rozvážení můstku.

### Servozařízení s operačními zesilovači

Servozařízení jsou zařízení, sloužící k napájení servomechanismů. Snad nejčastějším příkladem (nebo součástí) servomechanismů jsou motory různých druhů a výkonů. Právě výkon, který motor servomechanismu má, je ukazatelem, podle něhož se utváří zapojení servozařízení. Pokud se pro tyto účely používají operační zesilovače, pak jsou téměř vždy doplněny výkonovým (nejčastěji proudovým) zesilovačem.

Zapojení servozařízení, vhodného k napájení servomechanismů s impedancí větší než  $15 \Omega$ , je na obr. 91. Napěťové zesílení je 10. Na výstupu jsou zapojeny křemíkové výkonové komplementární tranzistory s velkým proudovým zesilovacím činitelem.



Obr. 91. Jednoduchý servozařízení

Obr. 90. Linearizovaný odporový můstek

Neobvyklý je způsob buzení výstupních tranzistorů napájecím proudem operačního zesilovače, jehož výstup je uzemněn. Na obr. 92 je takové zapojení servozesilovače pro řízení stejnosměrných motorů, které udržuje rychlosť otáčení kotvy motoru úměrnou velikostí řídícího napětí  $U_1$ , aniž by bylo nutno použít jinak obvyklé tachodynamo. Operační zesilovač řídí přes výkonový zesilovač proud kotvy motoru v závislosti na vstupním napětí a úbytku na odporu  $R_3$ . Výkonové tranzistory servozesilovače jsou chráněny proti proudu přetížení elektronickou pojistkou, omezující buďcí proud. Kladná zpětná vazba eliminuje vnitřní odpor kotvy motoru a kromě stabilizace rychlosť otáčení rovněž zlepšuje dynamické parametry servomechanismu.

### Logaritmické zesilovače

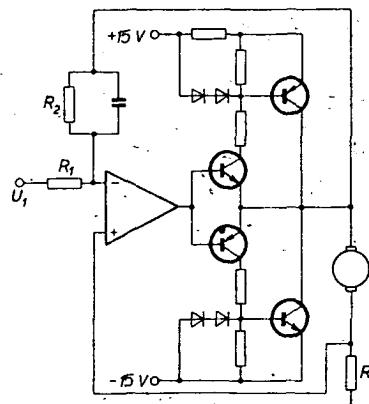
Z elektronické praxe je známo, že je někdy výhodné, můžeme-li si například do grafu vynášet třeba velikost napětí v logaritmickém měřítku. Zejména se tato potřeba vyskytuje tam, kde musíme najednou zobrazit průběh napětí (ale i jiných veličin), měničí se v rozsahu přes několik řádů. Udaje, vhodné k zápisu na papír s logaritmickým měřítkem získáme, zpracujeme-li původní napětí v tzv. logaritmickém zesilovači. Potřebný průběh převodní charakteristiky získáme tak, že do zpětné vazby operačního zesilovače zafádime vhodný nelineární prvek. Principiální zapojení logaritmického zesilovače je na obr. 93. Prakticky použitelné zapojení, nakreslené na obr. 94, zpracuje signál v rozsahu od 20 mV do 10 V s přenosností přibližně 1 %. Zapojení obsahuje dva operační zesilovače MAA741 a dva tranzistory, umístěné na jednom čipu. V zapojení je nutné kompenzovat teplotní závislosti stejnosměrných parametrů tranzistorů, což zajišťuje odpor  $R_1$ . Koefficient převodu je 1 V na dekadu.

### Převodníky napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový průběh

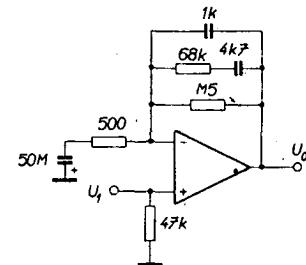
V posledních letech vznikl a velmi se rozšířil nový typ měřicího přístroje – tak zvaný generátor funkcí. Je to přístroj schopný poskytovat napětí několika základních průběhů.

V jedné z předchozích kapitol již bylo pojednáno o principech zapojení těchto generátorů. U těchto základních informací je patrné, že základní průběh je průběh trojúhelníkovitého a současně s ním bývá vždy k dispozici i průběh pravoúhlý. Dosud běžně v měřicí praxi používané napětí sinusového průběhu se v obvyklých zapojeních přímo na výstupech základního generátoru nevyskytuje, ale získává se většinou úpravou z trojúhelníkovitého napětí. Jednoduchý a všeobecně známý způsob převodu napětí obdélníkovitého průběhu na sinusové využívá nelineárního průběhu proudu, tekoucího kanálem unipolárních tranzistorů v závislosti na přiloženém napěti  $U_1$ . Princip tohoto zapojení je patrný z obr. 95.

Uvedeme si praktické zapojení obvodu, u něhož se sinusový průběh získává z trojúhelníkovitého napětí třístupňovou approximací, vytvářenou operačním zesilovačem s nelineární zpětnou vazbou. Schéma zapojení obvodu je na obr. 96. Odporovým trimrem  $R_1$  nastavujeme optimální průběh (nejmenší zkreslení) výstupního sinusového napětí.



Obr. 92. Servozesilovač s kladnou zpětnou vazbou pro řízení motorů

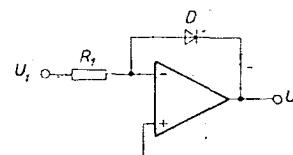


Obr. 97. Předzesilovač pro magnetickou přenosku

### Použití operačních zesilovačů v elektroakustice

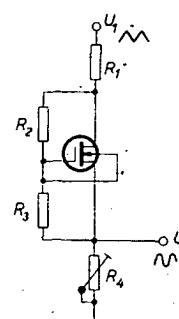
Operační zesilovače jsou vhodným stavebním prvkem pro realizaci různých elektroakustických zařízení. Uvedeme si proto také několik zapojení obvodů pro zpracování signálů akustických kmitočtů. Začneme u předzesilovačů. Zde jsou obvykle kritické šumové poměry, ale i po této stránce operační zesilovače dokázaly své přednosti a kvality.

Zapojení předzesilovače pro magnetickou přenosku je na obr. 97. Idealizovaná kmitočtová charakteristika (podle RIAA) takto

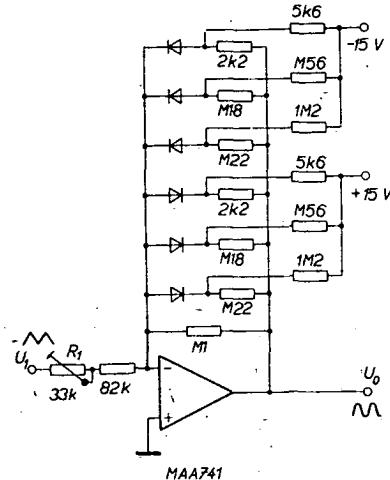


Obr. 93. Základní zapojení logaritmického zesilovače

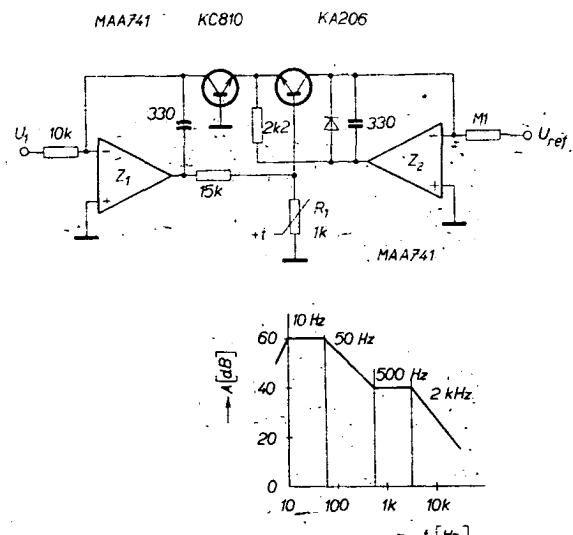
Obr. 94. Praktické zapojení logaritmického zesilovače



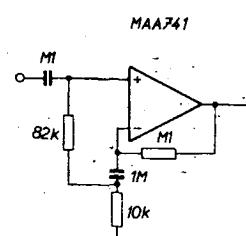
Obr. 95. Převodník napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový s tranzistorem řízeným polem



Obr. 96. Převodník napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusový s diodami v zpětné vazbě



Obr. 98. Idealizovaná charakteristika obvodu z obr. 97

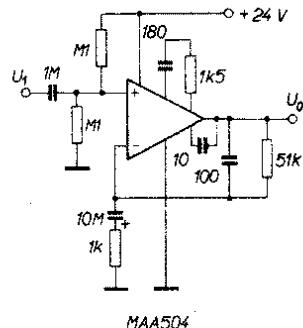


Obr. 99. Předzesilovač pro krystalovou přenosku

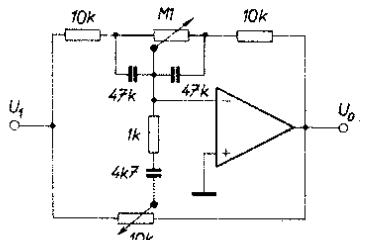
korigovaného operačního zesilovače je na obr. 98.

Na obr. 99 je schéma zapojení jednoduchého předzesilovače s velkým vstupním odporem, vhodného pro krystalovou přenosku. Napěťové zesílení obvodu je přibližně 11, vstupní odpór několik megaohmů.

Předzesilovač (vhodný např. pro mikrofon) se vstupním odporem přibližně 50 kΩ a napěťovým zesílením asi 50 je na obr. 100. Kmitočtová charakteristika je vyrovnaná v pásmu od 20 Hz do 20 kHz. Obvod je napájen z nesymetrického zdroje napětí



Obr. 100. Předzesilovač pro mikrofon



Obr. 101. Korekční zesilovač

24 V. Aby byla klidová úroveň výstupu ve středu napájecího napětí (tj. na 12 V), musí se neinvertující vstup připojit na střed děliče z odporů s poměrem 1:1. Zapojení korekčního předzesilovače s operačním zesilovačem se dnes již prakticky ustálilo na zapojení, které vidíme na obr. 101. Jde o známé zapojení Baxandalova zpětnovazebního korektoru, u něhož lze vlastně měnit jen hodnoty součástek. Zde uvedené součástky poskytují možnost regulovat zisk v okrajích akustického pásmá přibližně v rozsahu +22 dB.

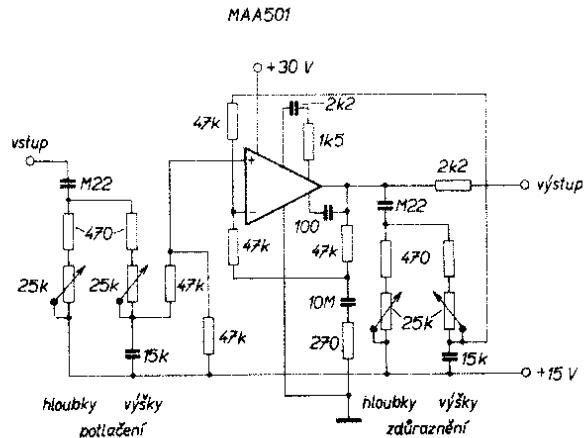
Neběžné zapojení korekčních obvodů s operačním zesilovačem je na obr. 102. Odlišnost spočívá v použití čtyř potenciometrů, dvou pro regulaci basu a dvou pro regulaci výšek, vždy jeden pro zdůraznění a jeden pro potlačení.

# Konstrukce univerzálního elektro- nického měřicího přístroje

Předmětem stavebního návodu je vícečlenový měřicí přístroj, navržený především pro měření při opravách nebo vývoji různých elektronických zařízení a obvodů. Princip zapojení popisovaného měřicího přístroje je částečně odvozen od zapojení, která se často používají v analogové části číslicových voltmetrů. Díky tomu, že dále uvedené zapojení využívá v maximální míře přednosti a možnosti integrovaných operačních zesilovačů, má přístroj při poměrně jednoduchém zapojení velmi dobré základní technické parametry. Kromě technických parametrů je třeba rovněž jako významnou přednost vyzdvihnout uspokojivé provozní vlastnosti, charakterizované jednoduchostí obsluhy (tlačítková volba funkcí i rozsahů), pohotovostí i značně širokou využitelností. Vestavěné obvody elektronického jistění téměř vylučují možnost zničení obvodů přístroje nebo měřidla v důsledku napěťového přetížení při chybné volbě rozsahu. Elektronické obvody byly navrženy s tím záměrem, aby všechny měřené veličiny byly na všech rozsazích indikovány na měřidle s lineárním dělením stupnice.

To jsou hlavní znaky, charakterizující zhruba popisovaný měřicí přístroj. V dalším

Obr. 102. Korekční  
zesilovač se čtyřmi  
ovládacími potencio-  
metry



se budeme věnovat podrobnému popisu zapojení elektronických obvodů.

## **Popis zapojení**

Zapojení měřicího přístroje můžeme rozdělit do tří hlavních částí. První část je tvořena ovládacími obvody, které souvisí převážně s přepínači funkcí.

Druhou a zároveň základní část přístroje tvoří elektronické obvody měřicího přístroje (umístěné na desce s plošnými spoji), stejnosměrný zesilovač, lineární usměrňovač pro měření střídavých napětí, zdroj proudu pro měření odporu, obvody elektronického jištění vstupních obvodů, měřidla atd.

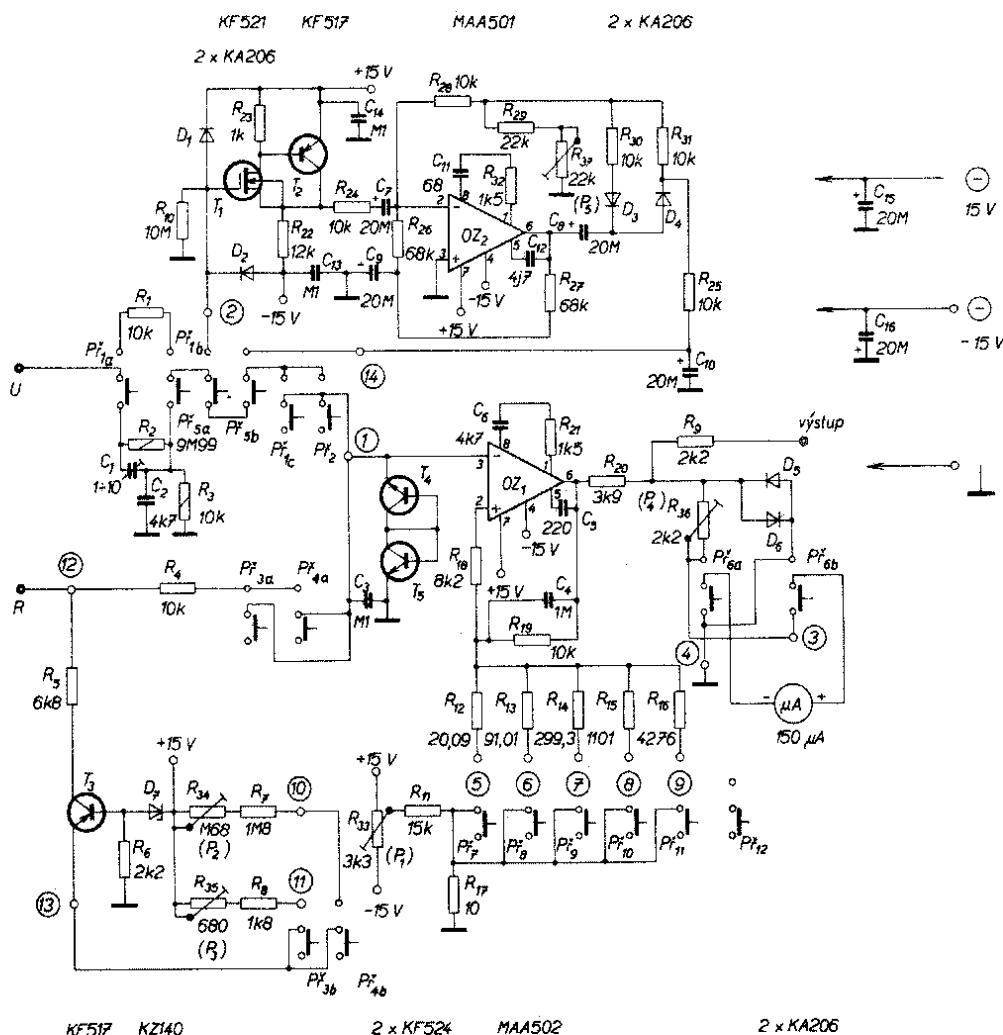
Třetí část přístroje, kterou můžeme označit jako pomocnou, je tvořena napájecím zdrojem, dodávajícím elektronickým obvodi

dům symetrické napájecí napětí  $\pm 15$  V v dostatečné kvalitě (tím je miněna stabilita, požadovaná především pro zdroj konstatního proudu pro měření odporů). Zapojení napájecího zdroje bylo převzato z [6], kde zájemci najdou všechny potřebné informace.

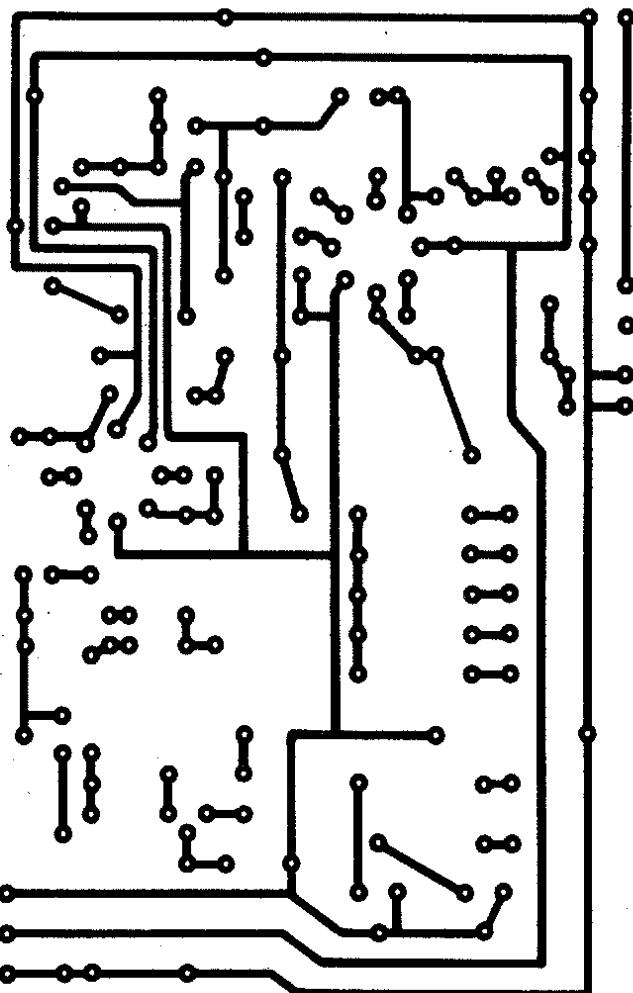
V dalším popisu se zaměříme především na elektronické obvody, protože činnost ovládacích obvodů lze přehledněji vystihnout při vysvětlování činnosti přístroje jako celku.

## **Popis zapojení a činnosti elektronických obvodů**

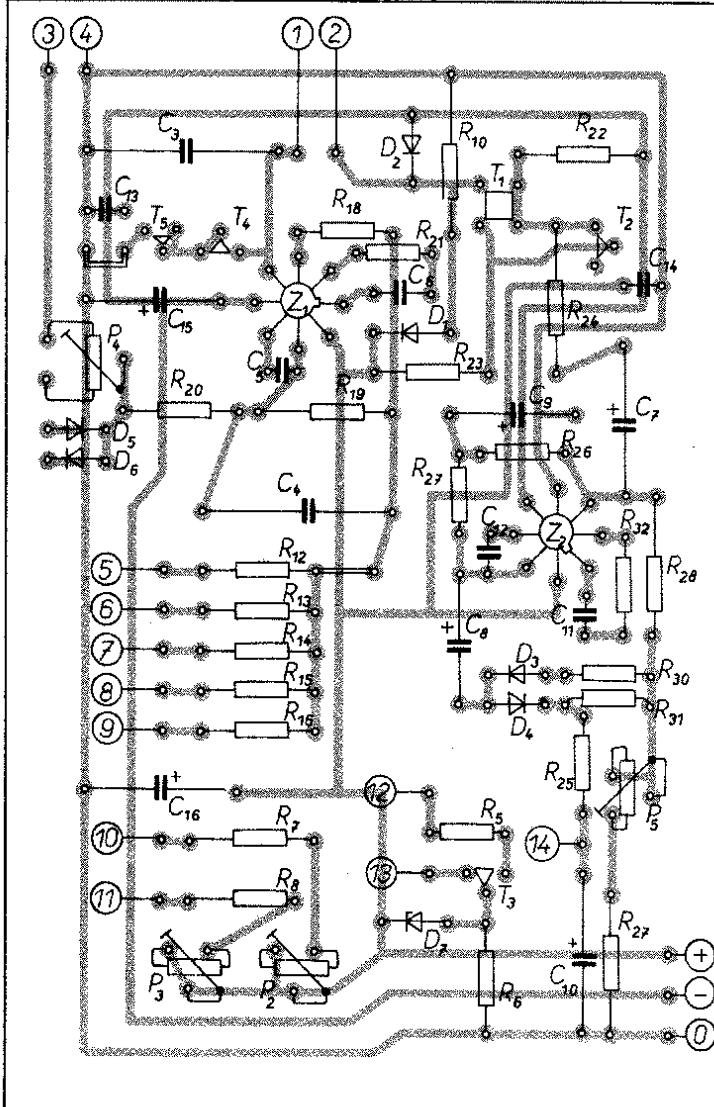
Elektronické obvody voltmetru na obr. 103, umístěné na desce s plošnými spoji (obr. 104, 105), se skládají ze tří hlavních



Obr. 103. Zapojení univerzálního voltohmětru



Obr. 104. Deska s plošnými spoji L 220



Obr. 105. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji

částí. Především je to stejnosměrný zesilovač, z jehož výstupu se napájí ručkové měřidlo. Tento zesilovač (označený OZ<sub>1</sub>) je v činnosti při všech druzích měření, neboť zpracovává měrenou veličinu buď přímo (při měření stejnosměrných napětí), nebo až po její přeměně v některém z ostatních dílů elektronických obvodů. K převodu střídavých napětí na ekvivalentní stejnosměrný signál slouží druhá část elektronických obvodů (souvisící se zesilovačem OZ<sub>2</sub>), kterou nazýváme lineární usměrňovač. Třetí část potom pracuje pouze při měření odporů, kdy zdroj proudu (T<sub>3</sub>) zajišťuje, že na vstupu zesilovače OZ<sub>1</sub> bude stejnosměrné napětí, úměrné velikosti měřeného odporu. Tim jsme si zhruba vymezili funkci jednotlivých částí elektronických obvodů, které si v dalším popíšeme podrobněji.

#### Stejnosměrný zesilovač

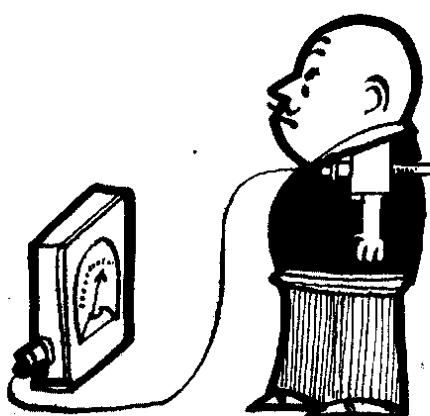
Hlavním úkolem ss zesilovače je zesílit vstupní signál (který je na jeho vstupu vždy ve formě ss napětí) tak, aby jím bylo možno vychytovat ručku měřidla, připojeného na jeho výstupu. Funkci ss zesilovače plní v našem měřicím přístroji operační zesilovač OZ<sub>1</sub> typu MAA502 v neinvertujícím zapojení. Toto zapojení je v daném případě výhodné především proto, že umožňuje dosáhnout velkého vstupního odporu (prakticky něko-

lik set megaohmů). Mezi neinvertujícím vstupem zesilovače OZ<sub>1</sub> a společným zemním vodičem celého přístroje je zapojen ochranný obvod, který tvoří tranzistory T<sub>4</sub> a T<sub>5</sub>. Ochranný obvod spolu s odporem R<sub>1</sub> (při měření ss napětí) nebo R<sub>4</sub> (při měření odporu), případně R<sub>25</sub> (při měření střídavých napětí) zaručuje díky své voltampérkové charakteristiky, že se napětí na neinvertujícím vstupu zesilovače OZ<sub>1</sub> omezí přibližně na  $\pm 6$  V a nikdy nedosahne velikost, která by mohla vést k zničení OZ<sub>1</sub>. Ačkoliv se např. podle údajů v [7] zdá, že s ochranou vstupu zesilovače nemohou být žádné problémy, není tato záležitost zdaleka jednoduchá. V citované literatuře jsou doporučeny dva způsoby ochrany. Jeden spočívá v tom, že se vstupní napětí omezí na velikost, odpovídající napětí na křemíkové diodě půlovane v propustném směru. Při použití dvou diod v anti-

paralelním zapojení se tedy jakékoli vstupní napětí omezí asi na  $\pm 0,6$  V. Tento způsob nám nevyhovuje, neboť počítáme se signálovým napětím až  $\pm 1$  V (v praxi lze uvedenou ochranu doporučit pro signály menší než  $\pm 0,4$  V).

Druhý způsob předpokládá použití Zenerových diod, zapojené proti sobě v sérii. Logicky by se toto zapojení mělo nazývat antisériové. Hlavní nevýhodou tohoto způsobu ochrany je příliš velký zpětný proud Zenerových diod v oblasti charakteristiky, ležící mezi nulou a jejich Zenerovým napětím. Tento proud bývá rádu jednotek až desítek mikroampér a podstatně zmenšuje vstupní odpor zesilovače. Způsob ochrany použitý v našem přístroji má přibližně o tři až čtyři rády menší. Vzhledem k dovolenému rozdílovému napětí je na místě, použijeme-li v ochraně tranzistory s co nejménším napětím U<sub>EB</sub>, podle údajů v katalogu TESLA by to byly např. KF524 nebo KF167. Prakticky mi zkouškami jsme však ověřili, že i při použití tranzistorů KC507 pracuje ochrana spolehlivě – i když dopustí, aby se mezi vstupem OZ<sub>1</sub> objevilo v havarijném situaci napětí větší, než připouštějí katalogové údaje.

S ohledem na zaručované parametry dostupných odporů bude ochranný obvod při měření ss napětí pracovat se zárukou do 750 V, což je maximální napětí, které můžeme pripojit na odpor řady TR 154. Dovolené výkonové namáhání bude sice mnohonásobně překročeno, ale katalog uvádí pouze maximální připustné trvalé zatížení 2 W. Předpokládáme, že k přetížení měřicího přístroje dochází vždy omylem, který jeho obsluhovatel okamžitě zjistí a napraví. Proto



jsme předpokládali (a praktické zkušenosti z provozu měřidla nám tento předpoklad potvrdily), že odporník typu TR 154 na místě  $R_1$  vyhoví. Jeho výkonové namáhání by sice bylo možné zmenšit zvětšením odporu, ale z dalších důvodů toto řešení není žádoucí. Kondenzátor  $C_3$ , zapojený paralelně k ochranným tranzistorům, pracuje jako filtr proti poruchovým signálům. Protože je zapojen ve vstupním obvodu zesilovače  $OZ_1$ , musí mít kvalitní dielektrikum s velkým izolačním odporem, aby případným svodem nezhoršoval vstupní odpor přístroje nebo přesnost měření. Kondenzátor  $C_4$  ve zpětné vazbě zesilovače  $OZ_1$  omezuje přenášené kmitočtové pásmo (změnuje rychlosť zesilovače) a tím přispívá ke stabilitě celého zapojení. Kondenzátory  $C_5$ ,  $C_6$  a odporník  $R_{21}$  jsou prvky fázové korekce zesilovače, jsou voleny podle doporučení pro jednotkové zesílení (případ, který zde též nastává).

Abychom mohli popisovat zpětnovazební síť zesilovače, povíme si nejdříve něco o způsobu volby rozsahu voltmetru. Předeším jsme stanovili jmenovitou vstupní úroveň zesilovače. Nazýváme tak napětí, které bude na výstupu zesilovače  $OZ_1$  vždy (tedy na jakémkoli rozsahu), bude-li ručka měřidla ukazovat plnou výchylku. Aby bylo možno použít měřidla různých typů a zároveň také křemíkové diody na ochranu měřidla, určili jsme, že jmenovitá vstupní úroveň bude 1 V. Dále jsme s ohledem na vlastnosti použitých součástek a na prakticky využitelné možnosti navrhli měřící rozsahy přístroje. Požadovali jsme, aby přístroj byl schopen měřit napětí (stejnosměrná i střídavá) v rozmezí od 1 mV do 500 V a odpory od 1  $\Omega$  do 10 M $\Omega$ . K dispozici bylo měřidlo, které mělo dvě lineární stupnice, jedna měla 30 dílků, druhá měla 100 dílků. Zvolili jsme tedy pro měření napětí takto odstupňování rozsahy (při plné výchylce ručky měřidla): 3 mV, 10 mV, 30 mV, 100 mV, 300 mV, 1000 mV a dále 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V, 1000 V. Jak vidíme, je to celkem dvanáct rozsahů. Na první pohled je patrné, že první a sedmý, druhý a osmý rozsah atd. se liší vždy právě o tři rády – jejich poměr je vždy 1000. Na obr. 103 vidíme u vstupní svorky  $U$  odpovídající dělič 1000:1, ovládaný tlačítkovým přepínačem  $P_3$ . Tímto tlačítkem tedy zvolíme, zda budeme měřit napětí v oboru milivoltů nebo voltů. Počet voltů (nebo milivoltů) na plné výchylce určuje číslice u některého ze šesti tlačítek rozsahů – toho, které je stisknuto. Stisknutím tlačítka zapojíme do zpětnovazební sítě zesilovače  $OZ_1$  některý z odporníků  $R_{12}$  až  $R_{16}$ , případně žádný (nebo lépe nekonečný) odporník u tlačítka pro rozsah 1000. V sérii s každým odporem je ještě zapojen  $R_{17}$ , což je skutečnost, s níž musíme počítat při návrhu  $R_{12}$  až  $R_{16}$ . Uvedeme si způsob výpočtu jednotlivých zpětnovazebních odporů, abychom poskytli možnost snadné adaptace přístroje pro jiné dělení rozsahů. Domníváme se však, že uvedený způsob navazování jednotlivých rozsahů je optimální, neboť umožňuje (s výjimkou prvního rozsahu) čistý údaj vždy za třetinou stupnice a vzájemný poměr sousedních rozsahů je téměř stejný. Zcela přesně dodržíme vzájemný poměr (při dvou rozsazích na jednu dekádu), zvolíme-li jeho velikost  $\sqrt{10} \approx 3,162$ . Tento poměr se užíval např. u elektronkových voltohměrů BM 289. Zde se nabízí možnost ofotografováním získat kvalitní stupnice (nepoužitelnou odpovídající stupnicí je možno odstranit). Tuto stupnici je však možné použít pouze u starších měřidel typu DHR 120.

Ted k výpočtu zpětnovazebních odporů. Jak je známo z literatury, zesílení operačního zesilovače v neinvertujícím zapojení je rovno

$$A = \frac{R_2}{R_1} + 1, \text{ cili } R_1 = \frac{R_2}{A - 1}.$$

Známe-li jmenovitou úroveň na výstupu (tedy vlastně  $U_2$ ) a jednotlivé rozsahy přístroje (tedy všechna  $U_1$ ) můžeme si vypočítat, jak velké zesílení  $A = \frac{U_2}{U_1}$  musí mít zesílovač  $OZ_1$  na jednotlivých rozsazích.

$$A_3 = \frac{1000}{3} = 333,3,$$

$$A_{10} = \frac{1000}{10} = 100,$$

$$A_{30} = \frac{1000}{30} = 33,3,$$

$$A_{100} = \frac{10000}{100} = 100,$$

$$A_{300} = \frac{10000}{300} = 33,3,$$

$$A_{1000} = \frac{10000}{1000} = 10.$$

Dosazením do vztahu pro  $R_1$  dostaneme pro rozsah 3 mV

$$R_{12} = \frac{10000}{333,3 - 1} = 30,09 \Omega.$$

Od získaného údaje odečteme odporník  $R_{17}$ , 30,09 – 10 = 20,09  $\Omega$ ;

tím jsme obdrželi  $R_{12}$ . Obdobným způsobem získáme všechny další zpětnovazební odpory pro jednotlivé rozsahy. Je pravda, že zesílení poněkud ovlivňuje  $R_{11}$ , který je v sérii s částí  $P_1$  vlastně připojen paralelně k  $R_{17}$ . Tento vliv je však velmi malý (menší než 0,1 %), takže je nepostruehnitelný a vlastně „překryt“ nepřesnostmi odporníků, které jsou v tolerancích pod 1 % dosti vzácné.

Jejich jsme se nezminili o funkci obvodu, který se skládá z odporníků  $R_{11}$ ,  $R_{17}$  a  $P_1$ . Jak již jistě čtenáři usoudili, je to obvod ke kompenzaci vstupní napěťové nesymetrie  $OZ_1$ , sloužící k seřízení nuly měřicího přístroje. Při stlačení tlačítka rozsahu 1000 je tento obvod odpojen. To však vůbec nevadí, neboť vstupní napěťová nesymetrie jeden až dva milivoltů, která se na výstup přenese s jednotkovým zesílením, nezpůsobí na tomto rozsahu postruehnitelnou výchylku ručky měřidla.

Odporník  $R_{18}$  zmenšuje nepříznivý vliv vstupního proudu zesilovače  $OZ_1$  na správnost údajů při přepínání rozsahů (zmenšuje poměr úbytků napětí, vznikajících průtokem vstupního proudu invertujícího vstupu  $OZ_1$  přes odpory do tohoto vstupu zařazené některým z rozsahových tlačítek).

Měřidlo je připojeno k výstupu zesilovače  $OZ_1$  v kombinaci s přepínačem polarity a ochrannými obvody. Ukážeme si opět způsob návrhu tohoto obvodu, aby jej kdo koli mohl aplikovat na měřidlo, které má právě k dispozici. V zásadě lze použít libovolné měřidlo s citlivostí do 1 mA. Návrh začneme stanovením parametrů měřidla – citlivosti a vnitřním odporem. V našem případě jsou ochranné obvody navrženy pro měřidlo, jehož ručka dosáhne plné výchylky při proudu 150  $\mu$ A, vnitřní odporník měřidla je přibližně 850  $\Omega$ . Při návrhu jsme vyšli ze zjištění, že použité diody propouštějí proud kolem 1  $\mu$ A již při napětí asi 0,5 V. Stanovili jsme tedy, že v běžném pracovním režimu bude při plné výchylce ručky měřidla na diodách asi 0,4 V. Zbytek do 1 V bude na odporníku  $R_{20}$ , který můžeme vypočítat ze vztahu

$$R_{20} = \frac{0,6}{150 \cdot 10^{-6}} = 4 \text{ k}\Omega; \text{ zvolíme } R_{20} = 3,9 \text{ k}\Omega$$

Napětí 0,4 V se rozdělí mezi měřidlo a trimr  $R_{36}(P_4)$ . Úbytek na měřidle bude

$$U_M = 850 \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 0,13 \text{ V},$$

zbytek bude na odporu trimru, který bude asi

$$R_P = \frac{0,4 - 0,13}{150 \cdot 10^{-6}} = 1,8 \text{ k}\Omega; \text{ zvolíme trimr } R_{36}(P_4) = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Bude-li zesílovač z jakýchkoli příčin buzen tak, že jeho výstup bude v kladné nebo záporné saturaci, poteče měřidlem proud, přesahující jmenovitý proud asi o 50 %, což měřidlo neohrozí.

Vstupní napětí zesilovače  $OZ_1$  je přes odporník  $R_2$  dále vedeno na zádičku, což značně rozšiřuje možnosti použití přístroje. Tato úprava dovoluje použít voltohměr k rozšíření rozsahu jiného přístroje nebo k tomu, aby měřená veličina mohla být zachycena na zapisovač (např. při sledování kolisání síťového napěti během dne, určení časové stability referenčního zdroje atd.).

### Vstupní dělič

O vstupním děliči jsme již mluvili v předchozí statí. Bylo řečeno, že jeho dělicí poměr je 1000:1, což je jediné, co u něho musíme přesně dodržet, absolutní velikost odporníků  $R_2$  a  $R_3$  není vůbec kritická. Z hlediska napěťové zatížitelnosti platí o  $R_2$  totéž, což jsme si už dříve řekli o  $R_1$ . Protože vstupní dělič slouží též k úpravě střídavých signálů větších než 1 V, musí být k zajištění přesnosti v dostatečném kmitočtovém rozmezí kompenzován. Kmitočtovou kompenzaci vstupního děliče zajišťují  $C_1$  a  $C_2$ . Na obr. 103 je přepínač  $P_3$  vstupního děliče nakreslen v poloze, v níž se děli vstupní signál v poměru 1000:1 – proto bude přístroj měřit v šesti rozsazích (stejnosměrné nebo střídavé napětí ve voltech). Číslování tlačítek je zvoleno tak, že číslo určuje pořadí tlačítka na fotografii čelního panelu přístroje, počítáme-li je z levé strany.

Ze vstupního děliče postupuje signál na další přepínače, nejprve na kontakty tlačítka  $P_3$ . Toto tlačítko signál bud propustí přímo dále (při měření stejnosměrných napětí – nakreslená poloha), nebo při stisknutí (tj. při měření střídavých napětí) zavede signál nejdříve k zpracování (usměrnění) do tzv. převodníku AC-DC. Tepře z jeho výstupu se zavádí upravený signál znova prostřednictvím  $P_3$ , zpět a přes  $P_1$  a  $P_2$  do neinvertujícího vstupu zesilovače  $OZ_1$ . Pro úplnost ještě dodáváme, že všechny tlačítkové přepínače funkci v rozsazích jsou nakresleny ve vybavené (nestisknuté) poloze.

### Obvod pro přeměnu střídavých napětí na stejnosměrná

Obvody tohoto typu najdeme v literatuře pod různými názvy, které vždy nějak vystihují jejich vlastnosti. Říká se jim lineární usměrňovače, operační usměrňovače, převodníky AC-DC atd. Zdá se, že název lineární usměrňovače je v tomto případě nejpříležitější, neboť nejlépe vystihuje tu skutečnost, že operační zesilovače umožňují sestavit spolu s diodami usměrňovače, jejichž převodní charakteristika se téměř přesně shoduje s přímkom. Zbylé nepřesnosti jsou i při jednoduchém zapojení nepatrné a pro běžné rozsahy zcela zanedbatelné. V našem případě jsme použili jednocestný lineární usměrňovač, protože k realizaci dvoucestných usměrňovačů je většinou třeba dvoukusů operačních zesilovačů.

Základní požadavek na lineární usměrňovač spočívá v tom, že na jeho výstupu musíme dostat (abychom na měřidle čelili správný údaj) stejnosměrné napětí stejně velké, jako je efektivní hodnota měřeného střídavého napětí. Protože je však využívá pouze jedné poloviny přivedeného signálu (a předřazený

impedanční převodník nemá jednotkový přenos), musí lineární usměrňovač pracovat s určitým ziskem, jehož velikost nastavujeme při konečném seřizováním trimrem  $R_3$  ( $P_3$ ). Není proto nutné používat ve zpětnovazebních obvodech přesné odpory, ovšem požadavek jejich stability zůstává. Protože je operační zesilovač  $OZ_2$  v obvodech lineárního usměrňovače vázán střídavě, má stejnosměrnou pracovní bod zajištěn stoprocentní stejnosměrnou zapornou zpětnou vazbou, uzavřenou přes odpory  $R_{26}$  a  $R_{27}$ . Kondenzátor  $C_3$  z této větve zpětné vazby vylučuje střídavou složku.

Protože vstupní odpor použitého typu lineárního usměrňovače je malý, bylo nutno předřadit před něj impedanční převodník, jehož vstupní odpor je díky použití polem řízeného tranzistoru velmi velký (prakticky je dán odporem  $R_{10}$ ). Rídící elektroda vstupního tranzistoru je chráněna před zničením nezbytnou ochranou, kterou tvoří diody, zapojené druhým vývodem k napájecím větvím. Odpor  $R_{10}$  zabraňuje nekontrolovanému posuvu pracovního bodu impedančního převodníku v době, kdy je jeho vstup nezapojen, čímž přispívá k jeho stabilitě.

Výstup lineárního usměrňovače je zakončen filtračním členem s časovou konstantou 0,2 s, který počítává kmitání ručky měřidla při měření napětí nízkého kmitočtu. Obvody fázové korekce zesilovače  $OZ_2$  jsou voleny tak, aby byla zaručena stabilita zapojení při zachování co největší šířky pásma.

### Měření odporu

Obvody k měření odporu tvoří samostatnou část měřicího přístroje. V podstatě jde o velmi jednoduchý zdroj konstantního proudu jednotkové velikosti. Výstup zdroje proudu je připojen na svorku pro měření odporu označenou  $R$  (na obr. 103). Na měřeném odporu (který připojíme mezi zdírku  $R$  a zemníci zdísku) se vytvoří úbytek napětí, jehož velikost přesné odpovídá příslušnému odporu. Podobně jako při měření napěti používá se i při měření odporu celkem 12 měřicích rozsahů. I při měření odporu máme dvě skupiny po šesti rozsazích, které se mezi sebou liší o tři rády. Tak jako u napěti jsme přepínali hrubý dělič 1000:1 tlačítka, které určovaly, zda měříme ve volttech nebo v milivoltech, přepínáme při měření odporu zdroj proudu do dvou režimů, jejichž poměr je rovněž 1000:1. Měříme-li na nižších rozsazích (při stisknutém tlačítku  $P_3$ ) udávají nám číslo u tlačítka rozsahu odpor (při plné výchylce ručky měřidla) v ohmech a zdroj proudu je přepnut do režimu, v němž dodává proud přesně 1 mA. Na vyšších rozsazích (stisknuto tlačítka  $P_3$ ) dodává zdroj proudu přesně 1 μA, a proto udává přístroj měřený odpor v kilohmech. Zdroj proudu nastavujeme při konečném seřízení.

### Oživení a seřízení přístroje

Pro zdárné oživení a hlavně seřízení přístroje na dosažitelnou přesnost potřebujeme mít k dispozici odpovídající přístroje. Vše doporučují všem realizátorům uvedeného stavebního návodu, aby se v tomto případě nesnažili příliš improvzovat, protože je škoda poměrně dobrý přístroj znehodnotit špatným nastavením.

Základním přístrojem, potřebným k oživení, je dobrý voltmetr, který měří stejnosměrné napětí, střídavé napětí a odpory s přesností minimálně 0,5 %, raději 0,1 %. Tomuto požadavku nejlépe vyhoví číslicový multimeter běžné jakostní třídy. Pro seřizování odporových rozsahů stačí, máme-li při

ruce sadu přesných odporů nebo odporovou dekádu, není však na škodu, můžeme-li si hodnoty cejchovacích odporů změnit bezprostředně před jejich použitím při seřízení.

Je zřejmé, že uvedené požadavky nejsou právě malé, ale snad se každému podaří využít někoho ze známých, kdo mu bude mít možnost pomoci, zejména když seřízení dobré zapojeného a v zásadě fungujícího volt-ohmmetru netrvá déle než deset minut. Předpokládejme, že přístroj je kompletně zapojen a že má seřízený napájecí zdroj. Seřizování začneme nastavením rozsahu ručkového měřidla. Nejdříve šroubkem na čelním panelu ručkového měřidla nastavíme ručku přesně na nulu. Potom zapneme volt-ohmmetr do sitě a tlačítkovým přepínačem nastavíme rozsah 3 mV. Vstupní zdírku  $U$  zkratujeme se zemí a trimrem  $P_1$  nastavíme ručku měřidla na nulu. Potom přepneme seřizováný přístroj na rozsah 1000 mV a na vstupní zdírku  $U$  přivedeme stejnosměrné napětí přesně 1 V. Napětí kontrolujeme paralelně připojeným číslicovým voltmetrem. Trimrem  $P_2$  nastavíme přesně plnou výchylku ručky měřidla. Tím je skončeno seřizování stejnosměrných rozsahů. Střídavé rozsahy (převodník AC-DC) můžete seřídit např. napětím síťového kmitočtu, zase na rozsahu 1 V trimrem  $P_3$ , za současné kontroly pomocným voltmetrem.

Seřízení ručky měřidla je závislé na napětí kmitočtové kompenzace děliče. Kompenzaci seřizujeme při efektivním signálu 10 V o kmitočtu 10 kHz.

Nakonec zbývá seřídit jen odporové rozsahy, tedy zdroj proudu. Nejdříve nastavíme rozsah 1000 Ω. Mezi svorkou  $R$  a zem zapojíme odpor 1 kΩ a trimrem  $P_4$  nastavíme ručku na konec stupnice měřidla. Podobně postupujeme při seřizování rozsahu 1000 kΩ otáčením trimru  $P_2$  při použití přesného odporu 1 MΩ.

Tím je seřizování (a tedy i stavba) celého voltohmometru skončeno.

### Seznam součástek

#### Odpory a odporové trimry

$R_1$	TR 154, 10 kΩ
$R_2$	9,99 MΩ, složen
$R_3, R_9$	TR 161, 10 kΩ
$R_4, R_5, R_6, R_7$	TR 151, 10 kΩ
$R_8, R_{10}, R_{11}$	TR 151, 6,8 kΩ
$R_{12}, R_{13}$	TR 151, 2,2 kΩ
$R_{14}$	TR 152, 1,8 MΩ
$R_{15}$	TR 152, 1,8 kΩ
$R_{16}$	TR 153, 10 MΩ
$R_{17}$	TR 151, 15 kΩ
$R_{18}$	20,09 Ω
$R_{19}$	91,01 Ω
$R_{20}$	299,3 a složen
$R_{21}$	1101 Ω
$R_{22}$	4276 Ω
$R_{23}$	TR 161, 10 Ω
$R_{24}$	TR 151, 8,2 kΩ
$R_{25}$	TR 151, 3,9 kΩ
$R_{26}, R_{27}$	TR 151, 1,5 kΩ
$R_{28}$	TR 151, 12 kΩ
$R_{29}$	TR 151, 1 kΩ
$R_{30}, R_{31}$	TR 151, 68 kΩ
$R_{32}$	TR 151, 22 kΩ
$R_{33} (P_1)$	TP 111, 3,3 kΩ
$R_{34} (P_2)$	TP 111, 0,68 MΩ
$R_{35} (P_3)$	TP 111, 680 Ω
$R_{36} (P_4)$	TP 112, 2,2 kΩ
$R_{37} (P_5)$	TP 111, 22 kΩ

#### Kondenzátory

$C_1$	1 až 10 pF
$C_2$	4,7 nF, keramický
$C_3$	TC 278, 0,1 μF
$C_4$	TC 180, 1 μF
$C_5$	220 pF, keramický
$C_6$	4,7 nF, keramický
$C_7, C_8, C_9$	TE 984, 20 μF
$C_{10}, C_{11}, C_{12}$	68 pF, keramický

$C_{12}$	4,7 pF, keramický
$C_{13}, C_{14}$	TK 783, 0,1 μF
$O_2$	MAA501
$T_1$	KF521
$T_2, T_3$	KF517
$T_4, T_5$	KF524
$D_1$ až $D_4$	KA206
$D_5$	KZ140

#### Další součástky

měřidlo  
vstupní zdítky, konektor  
napájecí zdroj + síťový transformátor  
tlačítkové přepínače  
skříňka  
síť. spínač, kontrolka, pojistka  
deska s plošnými spoji L220

### Literatura

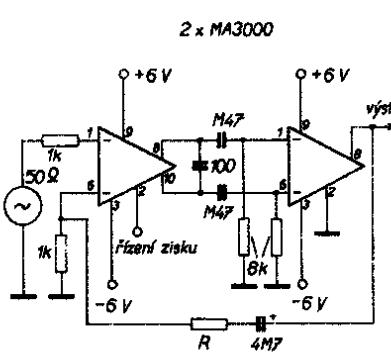
- [1] Markus, J.: Electronic Circuits Manual. McGRAW-HILL: New York 1971.
- [2] Markus, J.: Guidebook of Electronics Circuits. McGRAW-HILL: New York 1974.
- [3] Clayton, J. B.: Linear Integrated Circuits Applications. The MAXMILLAN PRESS Ltd.: Londýn 1975.
- [4] Clayton, J. B.: Experiments with Operational Amplifiers. The MACMILLAN PRESS Ltd.: Londýn 1975.
- [5] Graeme, J. G.: Applications of Operational Amplifiers. McGRAW-HILL: New York 1973.
- [6] RK 4/1975, str. 57.
- [7] Příklady použití operačních zesilovačů MAA501 až 504. Technické zprávy n. p. TESLA Rožnov 1972.

## Aplikace v integrovaných obvodů

Pohledem do katalogu polovodičových prvků zjistíme, že československý sortiment vysokofrekvenčních integrovaných obvodů je (srovnáme-li jej se sortimentem jiných druhů integrovaných obvodů) poměrně chudý, neboť obsahuje pouze tři typy obvodů. Patří sem integrovaný obvod MAA661 pro mří zesilovače přijímací FM, dále kompenzovaný diferenciální zesilovač typu MA3000 a vý diferenciální zesilovač MA3005. Integrovaný obvod MA3006 je obvodově stejný typ jako MA3005, má pouze lepší stejnosměrné parametry.

### Použití obvodů MA3000, MA3005

V souladu se zaměřením tohoto čísla AR se budeme zabývat především aplikacemi přístrojového charakteru. Tento druh integrovaných obvodů je svým zapojením vhodný k použití v širokopasmových zesilovačích, klopňových obvodech, oscilátořech apod. Na obr. 106 je zapojení širokopasmového zesi-

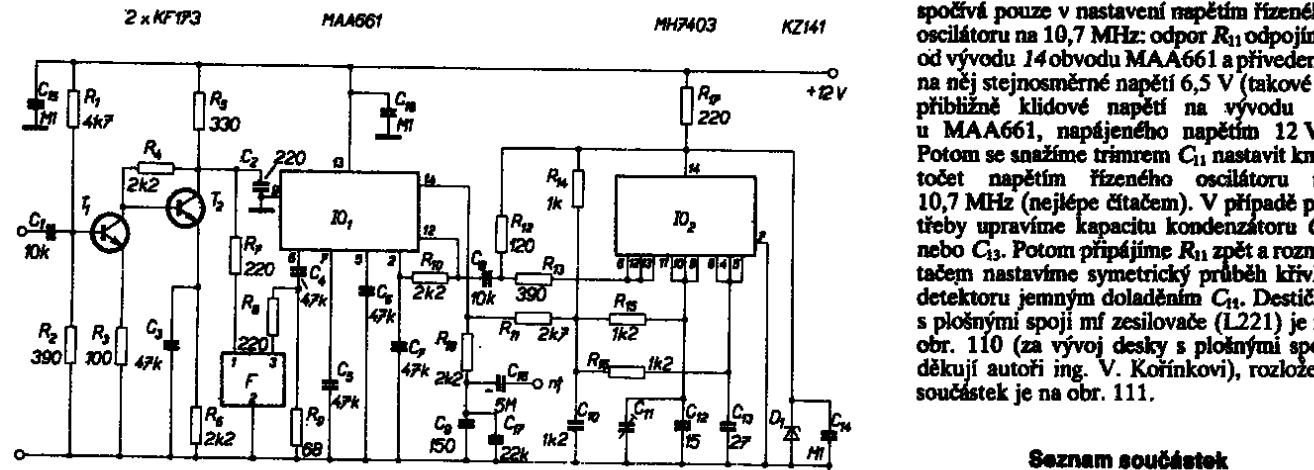
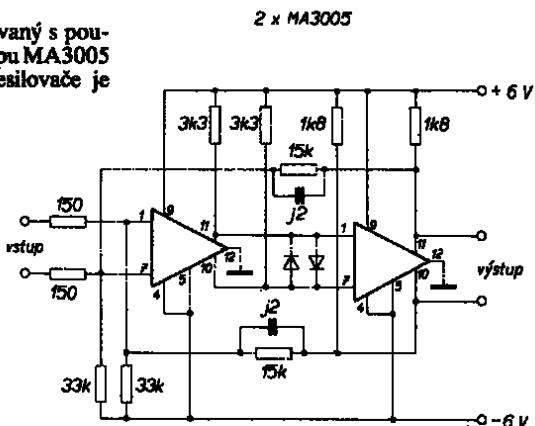


Obr. 106. Širokopasmový zesilovač

lovače, který obsahuje dva obvody typu MA3000. Napěťový zisk lze nastavit změnou odporu  $R$ . Plní zisk (bez zpětné vazby) je přibližně 60 dB, při tomto zisku je kmitočtová charakteristika vyrovnaná od 20 Hz do 130 kHz. Při zmenšování zisku se rozšiřuje přenášené pásmo hlavně směrem k vyšším kmitočtům. Napěťový zisk je možné též řídit stejnosměrným napětím, přivedeným na vývod 2 prvního i druhého zesilovače. Napěťový zisk 40 dB má zapojení, je-li zpětnovazební odpor  $R = 100 \text{ k}\Omega$ . Zmenšíme-li odpor  $R$  až na 10 k $\Omega$ , bude zisk zesilovače 20 dB a kmitočtová charakteristika vyrovnaná v pásmu od 0,1 Hz do 6,5 MHz.

Podobný zesilovač, zkonstruovaný s použitím v integrovaných obvodů typu MA3005 je na obr. 107. Zisk tohoto zesilovače je

Obr. 107. Zapojení obrazového zesilovače



Obr. 108. Zapojení mf zesilovače FM s fázovým závěsem

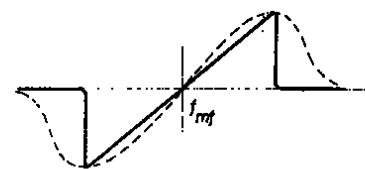
20 dB. Dynamické vlastnosti jsou vynikající, neboť zesilovač zpracuje se stejným ziskem signálů od stejnosměrných až do kmitočtu 20 MHz. Doba zpoždění signálu při průchodu zesilovačem je 20 ns.

#### Mezifrekvenční zesilovač s fázovým závěsem (AFS)

Většina pokročilejších radioamatérů se již ve své praxi setkala s integrovaným obvodem MAA661. Tento obvod obsahuje jako hlavní části širokopásmový zesilovač se ziskem přes 60 dB (použitelný až do kmitočtu 60 MHz) a koincidenční detektor, vhodný jako demodulátor signálů FM. MAA661 je sice vyráběn speciálně pro použití ve zvukových obvodech televizních přijímačů, ale získal si rovněž velkou oblibu u konstruktérů amatérských zařízení pro příjem rozhlasu FM a VKV. O tom svědčí nakonec i velké množství zapojení z tohoto oboru, publikovaných v AR v posledních letech. Popularitu si získal hlavně proto, že se s jeho využitím podstatně zjednoduší obvody mezifrekvenčního zesilovače a především detektoru u přijímačů FM. Podstatnou měrou se na tom podílí právě koincidenční detektor, protože náročnost zhotovení cívek poměrového detektora ve srovnání s jedinou cívku fázovacího

článku koincidenčního detektoru je všeobecně známa. Konstrukce koincidenčního detektoru u obvodu MAA661 umožnila aplikovat na mf zesilovač techniku fázového závěsu, která se postupně dobývá pozice v mnoha odvětvích elektromiky.

Zapojení mezifrekvenčního zesilovače s fázovým závěsem je na obr. 108. Na vstupu je dvoustupňový tranzistorový zesilovač, který vyniká velmi dobrou stabilitou. Kondenzátor  $C_2$  zmenšuje zisklení v oblasti nad 12 MHz. Odpor  $R$  a  $R_6$  zajišťují optimální přizpůsobení monolitického filtru typu MU-



Obr. 109. Charakteristika koincidenčního detektoru s fázovacím článkem a fázovým závěsem

vodní charakteristiky napětí – kmitočet pomocného oscilátoru. Na obr. 109 jsou pro srovnání křivky, sejměté rozmnětacem ze zapojení s fázovacím článkem (čárkován) a s fázovým závěsem (plně).

Protože oscilátory sestavené z logických členů NAND mají velmi špatnou stabilitu kmitočtu v závislosti na napájecím napětí, je třeba napájení obvodu MH7403 stabilizovat Zenerovou diodou  $D_1$  (5 V). Kondenzátor dephasé  $C_{12}$  je třeba při příjmu stereofonických signálů odpojit, aby nebyl potlačen pilotní signál. Vzhledem k tomu, že vedle sebe pracují na stejném kmitočtu zesilovač s velkou citlivostí a generátor s velkou úrovní napětí, je nutné postarat se o důkladné odstínění obvodů tak, že celý zesilovač umístíme do krabičky z pocírovávaného plechu, která je uvnitř rozdělena dvěma přepážkami na tři díly.

Nastavení mezifrekvenčního zesilovače spočívá pouze v nastavení napětím řízeného oscilátoru na 10,7 MHz: odpor  $R_{11}$  odpojíme od vývodu 14 obvodu MAA661 a přivedeme na něj stejnosměrné napětí 6,5 V (takové je přibližně klidové napětí na vývodu 14 u MAA661, napájeného napětím 12 V). Potom se snažíme trimrem  $C_{11}$  nastavit kmitočet napětím řízeného oscilátoru na 10,7 MHz (nejlépe čtačem). V případě potřeby upravíme kapacitu kondenzátoru  $C_{12}$  nebo  $C_{13}$ . Potom připájíme  $R_{11}$  zpět a rozmnětacem nastavíme symetrický průběh křivky detektoru jemným dodádáním  $C_{14}$ . Destička s plošnými spoji mf zesilovače (L221) je na obr. 110 (za vývoj desky s plošnými spoji děkuji autori ing. V. Korinkovi), rozložení součástek je na obr. 111.

#### Seznam součástek

##### Odpory (TR 112, TR 151)

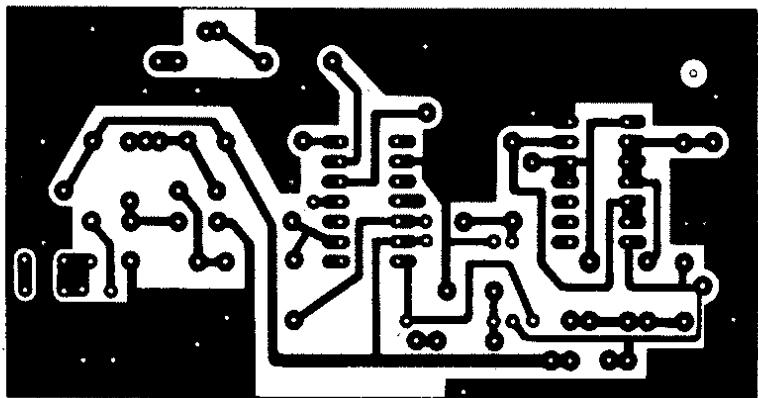
$R_1$	4,7 k $\Omega$
$R_2, R_{13}$	390 $\Omega$
$R_3$	100 $\Omega$
$R_4, R_5, R_{10}$	
$R_6$	2,2 k $\Omega$
$R_7$	330 $\Omega$
$R_8, R_9, R_{17}$	220 $\Omega$
$R_{10}$	68 $\Omega$
$R_{11}$	2,7 k $\Omega$
$R_{12}$	120 $\Omega$
$R_{14}$	1 k $\Omega$
$R_{15}, R_{16}$	1,2 k $\Omega$

##### Kondenzátory

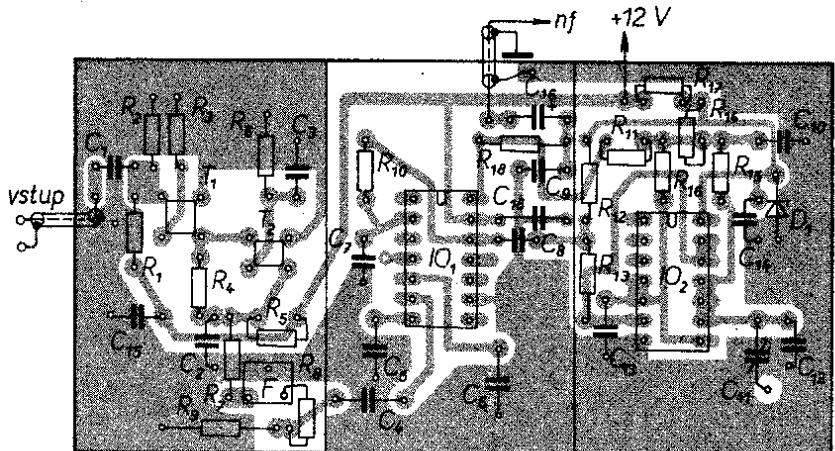
$C_1, C_2$	TK 783, 10 nF
$C_3, C_4, C_5$	220 pF, keramický
$C_6, C_7$	47 nF, keramický
$C_8$	150 pF, keramický
$C_9$	1,2 nF, keramický
$C_{10}$	0,5 až 5 pF, dodávovací
$C_{11}$	15 pF, keramický
$C_{12}$	27 pF, keramický
$C_{13}, C_{15}, C_{16}$	TK 782, 0,1 $\mu$ F
$C_{14}$	TE 003, 5 $\mu$ F
$C_{17}$	22 nF, keramický TK 783

##### Položidločové prvky

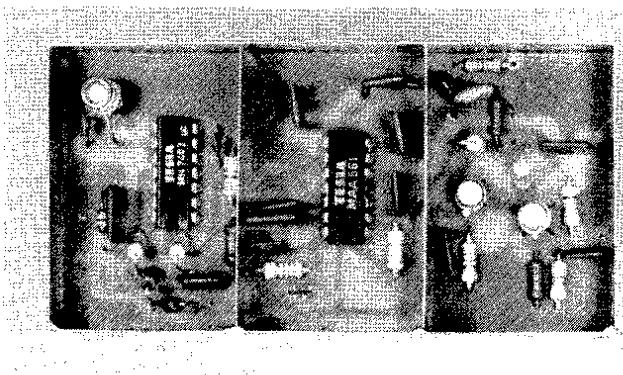
$T_1, T_2$	KF173
------------	-------



Obr. 110. Deska s plošnými spoji mf zesilovače L 221



Obr. 111. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji



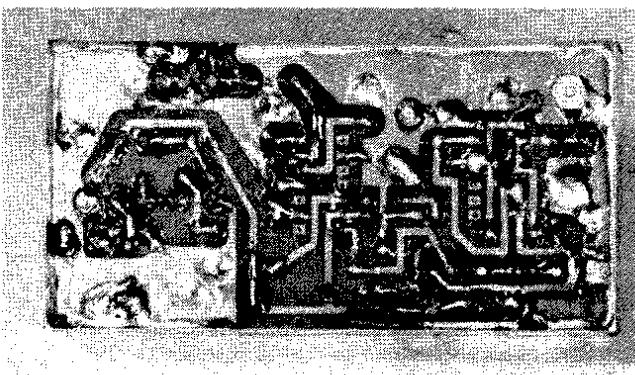
IO<sub>1</sub> MAA661  
IO<sub>2</sub> MH7403  
D<sub>1</sub> KZ141

#### Ostatní součásti

filtr Murata SFE 10, 7MA  
deska s plošnými spoji L221

#### Literatura

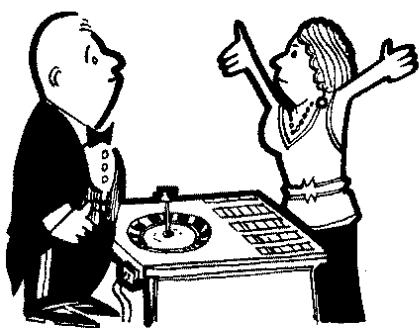
Příklady použití integrovaného obvodu pro FM – mf zesilovače s detektorem a mf předzesilovačem MAA661. Technické zprávy n. p. TESLA Rožnov 1975.



nou stravu a její množství. Kromě toho může zařízení provádět určité instruktáže a testy. Pro pobavení může přístroj kreslit tříbarevné obrázky a díky použitým pamětem je nastřídat a potom podle zvoleného programu reprodukovat jako barevný film.

Není snad třeba zdůrazňovat, že tento druh elektronických her není zatím u nás možné amatérsky napodobit. Jak uvidíme dále, je však možné poněkud zdokonalit hru „televizní tenis“, publikovanou v AR 1/1977 řady B [1]. Protože však jako vždy s dokonalostí rostou současně složitost, cena, pracnost a jiné činitele, musíme si dobré rozvážit, jaké zlepšení je opravdu užitečné (a efektivní), a co je jen zbytečně drahy přepych, nepřinášející adekvátní efekt. Upravíme-li např. zapojení publikovaného televizního tenisu tak, že signály všech obrazců na obrazovce (hráče, čáry) odvodíme od jediného krystalového oscilátoru, spotřebujeme při jeho realizaci několik desítek integrovaných obvodů. Přitom výsledný efekt bude mizivý, protože kromě toho, že se zobrazení prvků na obrazovce poněkud zlepší, na herních variantách (a tedy na zajímavosti hry) se nic nezmění.

Na výstavě Dny nové techniky Výzkumného ústavu pro sdělovací techniku v Praze si



## Hry na televizní obrazovce

V prvním letošním čísle modrého Amatérského radia (řada B) byl uveřejněn stavební návod na televizní hru. Konstrukce tohoto přístroje, který umožňuje hrát hru, podobnou tenisu, na obrazovce běžného televizoru, je kompromis mezi kvalitou na straně jedné a pracností, složitostí a cenou na straně druhé. Kvalitou se zde rozumí možnosti, které přístroj uživateli dává, tedy množství herních variant a situací, stručně řečeno, pestrost hry. Dnes je již známo, že použití speciálních integrovaných obvodů (včetně mikroprocesorů) dovoluje konstruovat pří-

mohli návštěvníci prohlédnout televizní hru, která přesto, že nabízela uživateli jen skromné možnosti, obsahovala přibližně 80 integrovaných obvodů. Z toho je možné učinit si představu o ceně tohoto přístroje, která jistě několikanásobně převyší cenu běžného televizního přijímače. Za této okolnosti lze ovšem těžko očekávat z řad širokého okruhu spotřebitelů zájem o nákup takového zařízení, které je přitom vlastně pouhým doplňkem k televiznímu přijímači.

Problém realizace podstatně dokonalejší televizní hry na základě součástkové základny, složené prakticky jen z integrovaných obvodů TTL, je stejně bezvýhodný, jako snaha postavit z této obvodů elektronickou kalkulačku pro vědecké výpočty. Výsledkem konstrukce je vždy pak složité monstrum, jehož cena stojí vysoko nad jeho možnostmi. Klíč k řešení tohoto problému leží jen v použití integrovaných obvodů velkého stupně složitosti.

Na základě zkušeností s provozem televizní hry, publikované v [1], jsme navrhli a vyzkoušeli řadu úprav této hry, jejichž souhrn teď chceme čtenářům představit. Přitom ponecháváme zcela na úvaze čtenáře, kterou z uvedených úprav zhodnotí jako užitečnou a pro něho přijatelnou, neboť jednotlivé změny a doplňky je možno uplatňovat odděleně. Realizaci dálé uváděných obvodů lze získat tyto změny a doplňky:

1. Ohraničení hracího pole, vytvoření sítě.
2. Změna způsobu podání a ovládání pohybu míče.
3. Změna způsobu ovládání pohybu hráčů (raket).
4. Úprava zapojení generátorů synchronizačních impulů.
5. Automatické čítání a digitální zobrazení stavu hry na obrazovce.
6. Zobrazení stavu hry počtem čárk.

Protože oba autoři postupovali při realizaci úprav a doplňků televizní hry částečně samostatně, vznikly vlastně dvě modifikace zapojení, které mají některé znaky podobné nebo společné. První varianta se velmi podobá přístroji, publikovanému v [1], jednotlivé dílčí obvody zůstaly na zvláštních destičkách s konektory a doznaly jen malých změn. Nejobsažnější změnou je doplnění přístroje o automatické digitální zobrazení skóre na obrazovce televizoru. Tento doplněk je umístěn zvlášť a propojen se základním přístrojem několikažilovým vodičem. Při konstrukci obvodů zobrazení skóre tohoto provedení byl jako prvořadý brán požadavek, aby tento doplněk byl co nejlevnější. Realizovat doplněk jistě zájemcům usnadní i to, že jeho obvody byly navrženy na deskách s plošnými spoji.

Ve druhé variantě je uplatněno větší množství změn, a proto byly tyto obvody realizovány na univerzální zkušební desce s plošnými spoji, neboť návrh všech obvodů na jedinou desku se vymyká možnostem autorů. Na základě zkušeností ze stavby je však možno konstatovat, že i tato cesta je dobré schůdná, i když o něco pracnější, neboť je třeba použít značné množství drátových spojek různé délky.

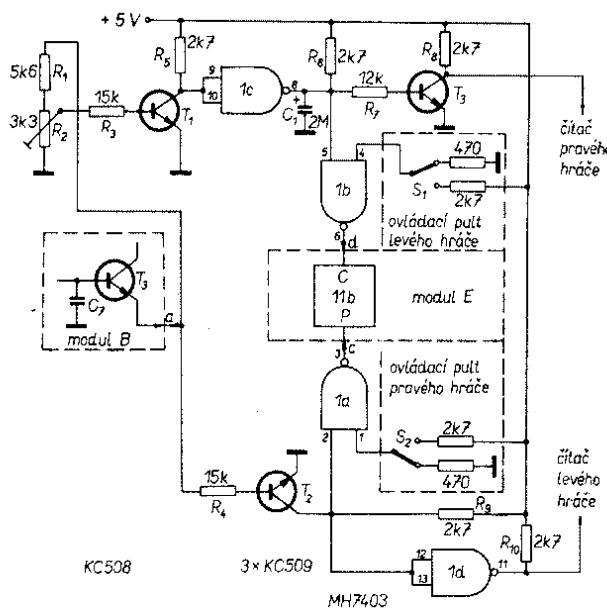
Při výkladu činnosti obou variant upravené televizní hry se předpokládá, že čtenáři jsou seznámeni s podstatou činnosti televizní hry, publikované v [1].

## MODIFIKOVANÉ ZAPOJENÍ TELEVIZNÍ HRY – VARIANTA I

### Digitální vyhodnocení stavu zápasu

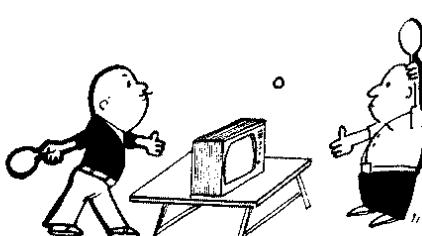
V každé hře podobného druhu jako je například tenis, je nutné během zápasu průběžně zaznamenávat skóre. Podobně

Obr. 112. Automatické vyhodnocení chyběného zásahu



tomu bude i u televizní hry. Způsobu, jak realizovat zápis stavu zápasu, je pochopitelně mnoho. Od způsobu nejprimitivnějšího, kdy si budeme sami zaznamenávat stav zápasu na kousek papíru, až po způsoby složitější, které umožní automatické zaznamenávání. Posledně jmenovaný způsob je sice nejlepší, ale také nejdražší.

Před základní úvahou, jak realizovat čítací skóre, je nutno uvážit, jakou výstupní informaci z televizní hry zvolíme za základ pro čítání. Nejjednodušším způsobem je vyhodnocovat počet podání v průběhu zápasu. Budeme-li vždy dodržovat zásadu, že na podání bude ten hráč, který nezasáhl letící míč, potom následující podání tohoto hráče znamená kladný bod pro soupeře. To znamená, že pomocí dalších kontaktů spínacího tlačítka „podání“ můžeme přivést vhodný impuls na vstup čítace skóre. Nesmíme však zapomenout, že při zahájení zápasu hráč, který zahájí hru, připočítá tímto způsobem svému soupeři kladný bod, který mu nenáleží (hráč, který svým podáním zahájuje hru, nečiní tak proto, že by při hře udělal chybu, ale proto, že některý z hráčů musí hru zahájit). Z tohoto důvodu musíme vhodnou předvolbou čítace vyloučit tuto chybu, anebo jednoduše na konci zápasu hráči, který hru nezahájoval, odečteme jeden bod. Výhodou tohoto způsobu vyhodnocení je velmi snadná realizovatelnost bez zásahu do stávajícího provedení televizní hry. Další výhodou je též vyhodnocení chyběného podání. Podstatnou nevýhodou uvedeného způsobu vyhodnocení je ta skutečnost, že po chyběm zahrání jednoho z hráčů je nutno čekat na změnu skóre až do chvíle, kdy protihráč zahraje podání. Je pochopitelné, že neefektivnější bude, když se skóre bude měnit automaticky okamžitě po chybě jednoho z hráčů. Taktéž realizované vyhodnocení chyběného bodu bude na rozdíl od předešlého vyžadovat již určité zásahy do původního provedení televizní hry. Nejjednodušším způsobem, jak automaticky určit chyběný bod, je vytvořit určité „hranice“ poblíž levého a pravého okraje obrazovky (pochopitelně mimo dosah pohybu „televizních hráčů“) a vyhodnocovat dotyk míče s těmito hranicemi.



Jeden ze způsobů, jak vytvořit potřebné hranice, je analogický realizaci sítě na obrazovce televizoru. To znamená, že se dvěma obrazovými generátory vytvoří vlevo a vpravo svislé vodorovné pruhy a podobným způsobem, jak jsme vyhodnocovali dotyk míče s raketou, můžeme i v tomto případě vyhodnotit dotyk míče s levým a pravým svislým pruhem. Tento způsob je vysvětlován podrobnejší na jiném místě.

Nabízí se též velmi jednoduchý způsob, který spočívá ve vyhodnocení napětí na kondenzátoru  $C_7$  v obrazovém generátoru míče (obr. 63 v AR 1/1977 – i další odvolávky na obrázky se týkají obrázků v [1]). Jak bylo uvedeno v [1], právě na velikosti tohoto napěti bude závislá vodorovná složka pohybu míče. Tato složka pohybu míče je totiž ovládána stavem bistabilního klopného obvodu BO<sub>2</sub> (11b na obr. 64), na jehož výstupu Q je zapojen integrátor  $I_1$ . Integrátor  $I_1$  (obr. 57) je tvořen kondenzátorem  $C_7$  (obr. 63), potenciometrem  $R_{16}$  a odporem  $R_{69}$  (obr. 68). Má-li obvod 11b na svém výstupu Q úroveň log. 1, bude se kondenzátor  $C_7$  nabíjet přes odpory  $R_{16}$  a  $R_{69}$  směrem k úrovni log. 1 a míč se bude pohybovat zprava doleva. Bude-li naproti tomu výstup Q obvodu 11b na úrovni log. 0, potom se bude  $C_7$  vybíjet přes odpory  $R_{16}$  a  $R_{69}$ , napětí na emitoru  $T_3$  se bude spojit zmenšovat a míč se bude pohybovat zleva doprava. Není-li ovládáci napětí omezeno tranzistory  $T_7$  a  $T_8$  (obr. 63), integrátor  $I_1$  se dostane do nasyceného stavu (pokud ovšem jeden z hráčů nezasáhne letící míč). To znamená, že na kondenzátoru  $C_7$  bude napětí, jehož velikost v tomto případě bude určena úrovni log. 1, popřípadě úrovni log. 0. Úkolem bude nyní tyto dva krajní stav vyhodnocovat.

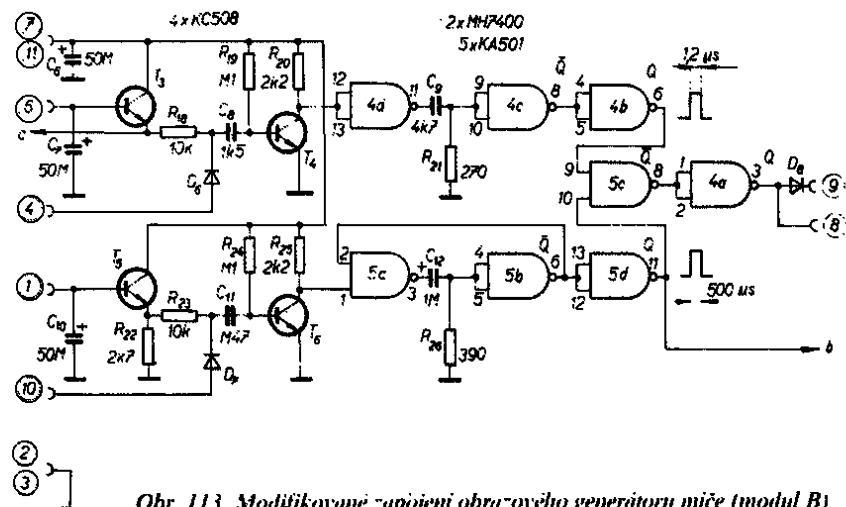
Na obr. 112 je schéma zapojení, které tento požadavek splňuje velmi jednoduchým způsobem. Aby nebyl ovlivněn časový průběh napěti na kondenzátoru  $C_7$ , je napětí k vyhodnocení odebráno až z emitoru tranzistoru  $T_3$  (obr. 63). Toto napětí je přivedeno jednak přes proměnný odporný dělič  $R_1$ ,  $R_2$  na bázi tranzistoru  $T_1$ , jednak přes odpor  $R_4$  na bázi tranzistoru  $T_2$ . Je-li ovládáci napětí nulové (míč je vpravo), bude tranzistor  $T_1$  v nevidivém stavu a na jeho kolektoru bude napětí úrovni log. 1. Na výstupu hradla  $I_1 C$  bude potom napětí úrovni log. 0 a na kolektoru tranzistoru  $T_4$  bude napětí úrovni log. 1. Bude-li se nyní ovládáci napětí zvětšovat, potom při jeho určité úrovni (nastavitelné trimrem  $R_2$ ) přejde tranzistor  $T_1$  do

vodivého stavu. To znamená, že nyní bude na jeho kolektoru napětí úrovně log. 0, na výstupu hradla *1c* bude log. 1 a konečně napětí na kolektoru *T<sub>2</sub>* přejde z úrovně log. 1 na log. 0. Vzhledem k tomu, že se předpokládá využití jako vlastních čítačů skóre integrovaných obvodů MH7490, je možné připojit vstup tohoto obvodu přímo na kolektor *T<sub>2</sub>* (obvod MH7490 je ovládán sestupnou hranou impulu). To znamená, že chybný zásah levého hráče je vyhodnocen průchodem míče hranicí, ježíž poloha je určena nastavením trimru *R<sub>2</sub>*. Jak bývá zvykem, chybný bod jednoho hráče se hodnotí jako kladný bod druhého hráče, tj. výstup z kolektoru tranzistoru *T<sub>2</sub>* bude připojen na čítač skóre pravého hráče.

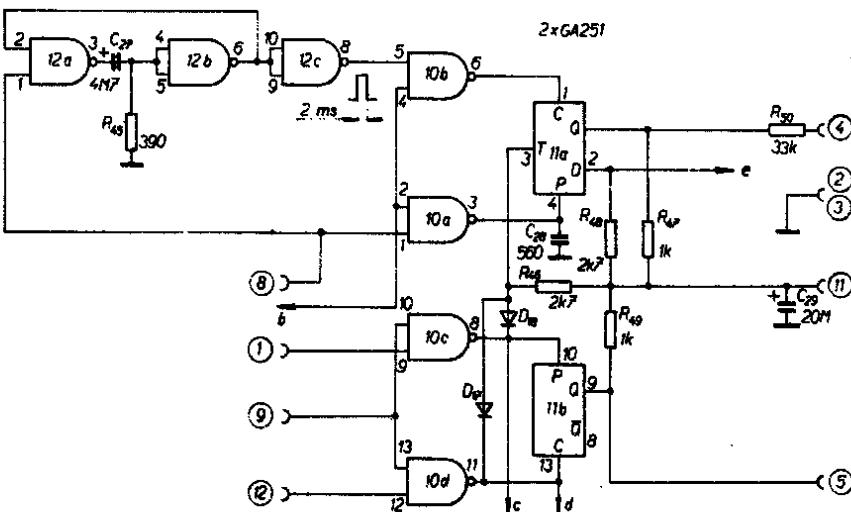
Pokud má ovládací napětí úrovně log. 1 (míč je vlevo), bude tranzistor *T<sub>2</sub>* ve vodivém stavu a na jeho kolektoru bude log. 0. Na výstupu hradla *1d* bude potom napětí úrovně log. 1. Začne-li se nyní ovládací napětí zmenšovat (míč se bude pohybovat zleva doprava), potom při napětí  $U_{B2} < 0,5$  V (na bázi tranzistoru *T<sub>2</sub>*) přejde *T<sub>2</sub>* z vodivého do nevodivého stavu. Na jeho kolektoru bude tedy nyní napětí úrovně log. 1 a výstupní napětí hradla *1d* přejde z log. 1 na log. 0. To znamená, že chybný zásah pravého hráče je vyhodnocen polohou míče při ovládacím napětí 0,5 V. Výstup z hradla *1d* je možné již tedy připojit na výstup čítače skóre levého hráče. Na rozdíl od předcházejícího případu není v zapojení prvek, kterým bychom mohli nastavit polohu pravé hranice. Jak se totiž ukázalo, ve většině případů takto realizovaná hranice vyhoví. Pokud by však přece jen byla pravá hranice příliš vlevo (zmenšovala by se tím hrací plocha „televizního hřiště“), lze ji nepatrným zvětšením kapacity kondenzátoru *C<sub>6</sub>* (obr. 63, AR B1/77) posunout směrem doprava.

Při popisu funkce obvodu, který vyhodnocuje vlastní polohu míče v těsné blízkosti levého nebo pravého okraje obrazovky, jsme zatím předpokládali, že i když míč nebude ve viditelném poli obrazovky, bude stále na výstupu obrazového generátoru míče jeho obrazový signál. To nám totiž zaručuje, že míč se bude stále střídavě odrážet od vrchního i spodního okraje obrazovky a hráči mohou svým podáním zahájit hru. Z principiálních důvodů se však v blízkosti levého okraje obrazovky začne zmenšovat svislá složka obrazu míče (obraz míče je vytvořen průnikem svislé a vodorovné složky), až se stane nulovou. To znamená, že bude též nulový signál i na výstupu obrazového generátoru míče. Z tohoto důvodu nelze tedy použít úplného obrazového signálu míče k odrazu od vrchního a spodního okraje obrazovky. Můžeme ale použít jeho vodorovnou složku, ježíž amplituda je nezávislá na tom, zda míč je vpravo nebo vlevo. Za tímto účelem je v výstupu hradla *5d* (obr. 113) modifikovaného zapojení obrazového generátoru míče přiveden signál na vstupy hradel *10b*, *10a* (obr. 114) modifikovaného zapojení modulu, ovládajícího pohyb míče (modul E).

Jak jsme si již řekli, vyhodnocuje se jako chybný zásah poloha míče těsně u pravého nebo levého okraje obrazovky, případně vpravo nebo vlevo mimo viditelnou část plochy obrazovky. V tomto případě lze ovšem tedy velmi těžko použít původní způsob „podání“. Velmi jednoduše bychom mohli podání realizovat přivedením úrovně log. 0 na vstup nulování (clear) nebo nastavování (preset) obvodu *11b* (obr. 64) při podání levého, popř. pravého hráče. Princip je tedy v zásadě velmi jednoduchý, ale při vlastním podání je nutno dodržet dvě zásady:



Obr. 113. Modifikované zapojení obrazového generátoru míče (modul B)



Obr. 114. Modifikované zapojení obvodu ovládajícího pohyb míče (modul E)

- a) podání lze zahrát jen tehdy, došlo-li k chybnému zásahu jednoho z hráčů;
- b) podání může zahrát pouze ten hráč, který udělal při hře chybu.

Dodržení uvedených zásad nám zajistí hradla *1a*, *1b* (obr. 112). Abychom například mohli na vstup nulování C obvodu *11b* přivést úrovně log. 0, je nutné, aby na vstupech 4, 5 hradla *1b* byla současně úrovně log. 1. Jak již bylo uvedeno při popisu funkce obvodu, který vyhodnocuje chybný zásah levého hráče, bude na výstupu hradla *1c* (na který je připojen jeden ze vstupů hradla *1b*) úrovně log. 1 pouze v tom případě, že míč bude v těsné blízkosti levého okraje obrazovky, tj. po chybném zásahu levého hráče. Sepnutím spínače *S<sub>1</sub>* můžeme nyní přivést na druhý vstup hradla *1b* úrovně log. 1 a zahájit tak hru podáním levého hráče. Podobně tomu tak bude i v případě pravého hráče. Na vstup nastavení P obvodu *11b* je možné přivést úrovně log. 0 pouze v tom případě, že na vstupech hradla *1a* bude současně úrovně log. 1. Na vstupu 2 hradla *1b* bude úrovně log. 1 pouze v tom případě, že míč bude v nevodivém stavu – to bude pouze v tom případě, bude-li ovládací napětí menší než 0,5 V, tj. pouze tehdy, bude-li se míč pohybovat těsně u pravého okraje obrazovky po chybném zásahu pravého hráče. Sepnutím spínače *S<sub>1</sub>* může pravý hráč přivést na druhý vstup hradla úrovně log. 1 a zahájit tak hru svým podáním. Na první pohled je patrné, že takto realizovaný způsob podání zajišťuje bez zbytku vše požadované dvě zásady.

Proti původnímu způsobu zahájení hry má tento způsob jednu nevýhodu (pro mnoho hráčů možná velkou výhodu) – a sice tu,

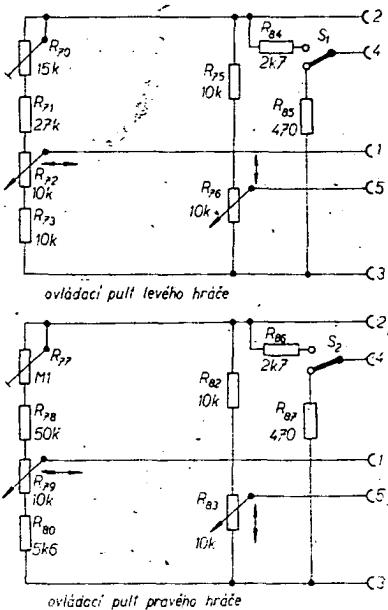
že žádné podání nelze zkazit. Vyhodnocení chybného zásahu a chybného podání by značně zkomplikovalo zapojení vyhodnocovacích obvodů.

Jak je vidět z obr. 112, je zapojení, které umožňuje realizovat modifikovaný způsob podání, velmi jednoduché. Obsahuje pouze jeden integrovaný obvod MH7403 a tři tranzistory KC509. Použití obvodu MH7403 (čtvrtice hradel s otevřeným kolektorem) umožňuje přímé propojení na vstupy nulování a nastavení obvodu MH7474.

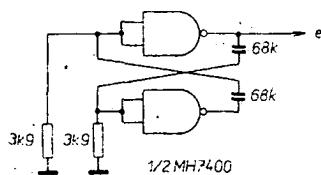
Je pochopitelné, že se změnou způsobu podání je nutné i částečně upravit zapojení ovládacích pultů levého a pravého hráče. Úprava, jak je vidět z obr. 115, spočívá pouze v odlišném zapojení tlačítka podání. Vlastní úprava je velmi jednoduchá, ale přináší jeden problém. V původním zapojení bylo podání realizováno uvnitř ovládacích pultů. To znamená, že jsme nepotřebovali k tomuto účelu zvláštní vodič z ovládacího pultu do vlastního přístroje.

V modifikovaném způsobu podání je však tento vodič nevyhnutelný. Máme nyní tedy možnost použít buď konektor s větším počtem kolíků než v původním zapojení (pochopitelně i vícepramenný propojovací kabel mezi ovládacím pultem a vlastním přístrojem), nebo vyněchat některou z funkcí ovládacího pultu a vysetřit tak jeden potřebný vodič. Zkušenosť ukázala, že většina hráčů používá spínač „předvolbu“ cistě náhodně a nikoli promyšleně. To byl také důvod, proč původní způsob předvolby toho, zda se míč po odrazu bude pohybovat směrem nahoru nebo dolů, byl upraven na předvolbu automatickou.

Jak víme, předvolba spočívá v tom, že na vstup D obvodu *11a* byla přivedena úrovně



Obr. 115. Upravené zapojení ovládacích pultů



Obr. 116. Automatická předvolba

log. 1 nebo log. 0: Původní zapojení můžeme upravit tak, že na vstup D přivádime napětí z astabilního multivibrátoru (obr. 116). Předvolba je tak čistě náhodná, neboť kmitočet multivibrátoru je zcela nezávislý na pochodu míče a tedy i na okamžiku dotyku míče s raketou levého nebo pravého hráče. Zároveň je předvolba automatická a je realizována uvnitř vlastního přístroje. To znamená, že na kolik 4 (obr. 115) můžeme připojit vodič ke spínači podání.

Zde je nutné ještě upozornit na to, že uvedené změny poskytují ještě další variantu původní hry. Žajistíme-li totiž nějakým pomocným spínačem, aby na vstupu 4 hradla 1b (obr. 112) a na vstupu 1 hradla 1a byla stále úroveň log. 1, bude podání zcela automatické; míč bude zahrán jako podání vždy, dosáhne-li levé nebo pravé krajní polohy. Výsledný efekt bude tedy takový, jako by se míč odrazil nejen od vrchního a spodního okraje obrazovky, ale též od levého a pravého. To znamená, že obdržíme hru, která svým způsobem bude připomínat hokej (odrazy od mantinelu).

Podobným způsobem můžeme napodobit hru, která se nazývá smash. Pomocným spínačem zajistíme, aby např. na vstupu 4 hradla 1b byla stále úroveň log. 1. To znamená, že na levé straně bude podání automatické, a to vždy, dosáhne-li míč levé krajní polohy. Pravý hráč může tak hrát sám, neboť míč se bude odrazit nejen od vrchního a spodního, ale též od levého kraje obrazovky. Hra bude nyní připomínat hru na stěnu. Pochopitelně můžeme přivést úroveň log. 1 na vstup 1 hradla 1a. Obdržíme v tomto případě odraz od pravého okraje obrazovky. Ve většině případů lze vynechat pomocný spínač, stačí pouze nezapojit jeden z hracích pultů. Nezapojený vstup hradla 1a nebo 1b se totiž sám nastaví do úrovne log. 1 a hra může probíhat všechny naznačeným způsobem.

Je tedy vidět, že jsme velmi jednoduchým způsobem získali vyhodnocení chybného zásahu a navíc dvě nové varianty původní

televizní hry. Náklady na popisované úpravy jsou minimální. Jedná se vlastně pouze o integrovaný obvod MH7403, neboť tranzistoru získáme použitím původních tranzistorů  $T_1$ ,  $T_8$  (obr. 63) a  $T_{13}$ ,  $T_{14}$  (obr. 64). Zapojení vyhodnocovacího obvodu je tak jednoduché a nenáročné na provedení (jde pouze o stejnospěrná napětí), že obvod byl realizován na univerzální desce s plošnými spoji.

### Generátor číslicových znaků

Pod názvem generátor číslicových znaků budeme dále rozumět přístroj, který umožňuje zobrazit na obrazovce televizního přijímače číslice od 0 do 9, a to vždy pouze jednu z těchto číslic. Systém, které tento požadavek splňuje, je pochopitelně celá řada. Zde je možno si připomenout, že se na výstupech počítačů používají též podobné televizní displeje, které jsou velmi dokonalé a umožňují zobrazit nejen číslicové znaky, ale i písmena (tzv. alfanumerický displej). Tato konstruované displeje jsou poměrně velmi složité a jejich realizace v televizní hře by byla zbytečně drahá a pracná. To byl také důvod, proč bylo navrženo a realizováno jednoduché řešení generátoru číslicových znaků, pracující na poněkud odlišném principu, než obvyklé televizní displeje.

Funkce dále popisovaného generátoru číslicových znaků je velmi názorná a vychází ze stejného principu jako obrazové generátory maket míče a raket v televizním tenisu. Můžeme si představit, že jsme nějakým způsobem vytvořili rastr složený z malých čtverečků (obr. 117). Jak je vidět z uvedené-

né a výhodné při konstrukci daného čísla předpokládat, že v základním stavu jsou všechny čtverečky rozevřeny, tj. vytvázejí číslici 8, a zhasnutím některých z nich obdržíme žádanou číslici. Dále jsou uvedeny čtverečky, které musí být zhasnuti při jednotlivých číslicích:

- 0 c32
- 1 c11, c12, c21, c31, c32, c41, c51, c52
- 2 c21, c43
- 3 c21, c41
- 4 c12, c41, c51, c52
- 5 c23, c41
- 6 c23
- 7 c21, c31, c32, c41, c51, c52
- 8 -
- 9 c41

Jak je tedy z výše uvedeného vysvětlení funkce generátoru patrné, budeme potřebovat k zobrazení číslice:

- a) obrazový generátor rastru,
- b) paměť, ve které je uložena informace, které ze čtverečků mají být zhasnuti při požadované číslici.

Při realizaci obrazového generátoru rastru budeme vycházet ze stejného principu, který byl použit v obrazových generátořích maket hráčů a raket. Jak bylo uvedeno v [1], k zobrazení bílého čtverečku na televizní obrazovce potřebujeme obrazové generátory bílého svislého a vodorovného pruhu. Průnikem těchto pruhů obdržíme žádaný čtvereček. To znamená, že v případě obrazového generátoru rastru budeme potřebovat generátory tří svislých pruhů a pěti vodorovných pruhů.

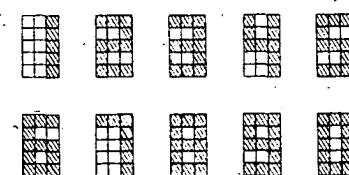
Zapojení generátorů prvého svislého a prvého vodorovného pruhu můžeme převzít z televizní hry. Obrazový generátor svislého i vodorovného pruhu se skládá ze zpožďovacího obvodu, který určuje polohu pruhu na obrazovce; a monostabilního klopného obvodu, který určuje šířku pruhu. Monostabilní klopné obvody, použité v obrazových generátořích maket míče a raket, jsou spouštěny sesupnou hranou vstupního impulu a jejich výstupní impulsy jsou kladné. Je proto možné zapojit řadu těchto monostabilních obvodů tak, aby vždy výstupní impuls jednoho obvodu spouštěl další obvod. Obdržíme tak sérii po sobě následujících impulsů. Takováto séria impulsů představuje vlastné obrazové generátory po sobě následujících pruhů.

Na obr. 119 je skutečné zapojení obrazového generátoru svislých pruhů. Zpožďovací obvod je složen ze součástek  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_2$ ,  $D_1$  a  $T_1$ . Zpožďovací obvod umožňuje umístit generované pruhy do zvolené vzdálosti od levého okraje obrazovky. Posuv ve vodorovném směru je závislý na nastavení trimu  $R_1$ . Za zpožďovacím obvodem následuje první monostabilní obvod, složený z invertoru  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  (MH7404), kondenzátoru  $C_3$  a odporu  $R_5$ . Z výstupu invertoru  $I_3$  můžeme již odebírat obrazový signál prvého svislého pruhu  $S_1$  a zároveň tímto signálem bude spouštěn druhý monostabilní obvod ( $I_4$ ,  $I_5$ ,  $I_6$ ,  $C_4$  a  $R_6$ ). Na výstupu  $I_6$  bude nyní obrazový signál  $S_2$  druhého svislého pruhu. Podobně jako v předešlém případě je vstupní signál  $S_2$

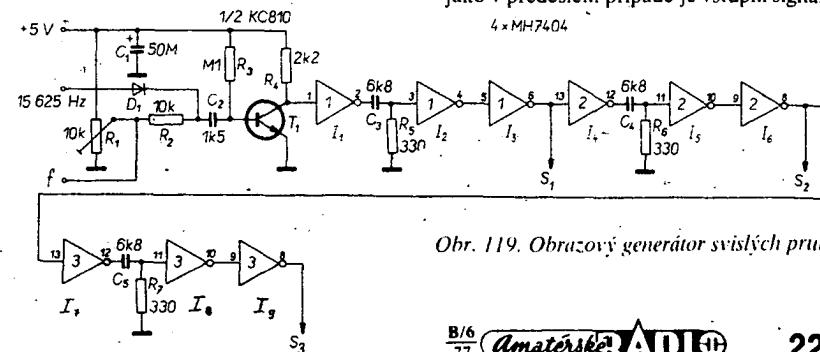
$s_k \backslash s_i$	$s_1$	$s_2$	$s_3$
$v_1$	$c_{11}$	$c_{12}$	$c_{13}$
$v_2$	$c_{21}$	-	$c_{23}$
$v_3$	$c_{31}$	$c_{32}$	$c_{33}$
$v_4$	$c_{41}$	-	$c_{43}$
$v_5$	$c_{51}$	$c_{52}$	$c_{53}$

Obr. 117. Číslicový rastr

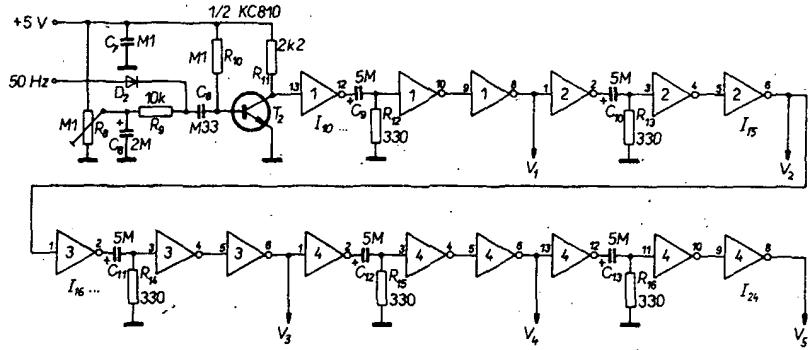
ho obrázku, rastr se skládá ze tří sloupců a pěti řádků. To znamená, že rastr se skládá z 15 čtverečků. Každý z čtverečků si označme symbolem  $c_{ik}$ , kde indexy  $i$ ,  $k$  vyjadřují, že uvažovaný čtvereček je v  $i$ ém řádku a v  $k$ ém sloupci. Z těchto čtverečků můžeme složit všechny potřebné číslicové znaky, tak jak je to patrné z obr. 118. Na první pohled je vidět, že čtverečky  $c_{22}$  a  $c_{42}$  nejsou v žádné z číslic obsaženy a můžeme je proto také z dalších úvah vyloučit. Jak poznáme dále, je význam-



Obr. 118. Číslice v rastru



Obr. 119. Obrazový generátor svislých pruhů



Obr. 120. Obrazový generátor vodorovných pruhů

spouštěcím impulsem pro třetí monostabilní obvod ( $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $C_3$  a  $R_7$ ). Z výstupu invertoru  $I_3$  je potom konečně odebrán obrazový signál  $s_3$  třetího svislého pruhu. Časové konstanty  $\tau_3 = R_8 C_3 = R_9 C_4 = R_1 C_5$  určují šířku generovaných svislých pruhů.

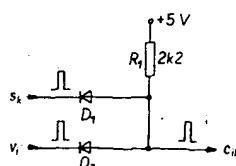
Zcela analogicky je zapojen i generátor vodorovných pruhů (obr. 120). Nastavením trimru  $R_8$  je možno posouvat sérii vodorovných pruhů ve svislém směru. Výška pruhů je určena časovou konstantou  $\tau_4 = R_{12} C_9 = R_{13} C_{10} = R_{14} C_{11} = R_{15} C_{12} = R_{16} C_{13}$ . Jak je patrné z obr. 119 a obr. 120, jsou do generátoru svislých a vodorovných pruhů přivedeny kladně řádkové, popř. snímkové synchronizační impulsy. Tyto impulsy jsou odebrány z generátoru synchronizačních impulsů (obr. 60, AR B1/77). V tomto případě nejsou však odebrány z emitoru tranzistoru  $T_1$ , popř.  $T_2$ , ale z výstupu 3 hradla 2a, popř. z výstupu 11 hradla 3d. Tímto způsobem bude zaručeno, že poloha číslic na obrazovce nebude ovlivňována pohybujícím se měřicem.

Jak jsme se již zmínili, je možné průnikem svislých a vodorovných pruhů obdržet jednotlivé čtverečky rastru. Pro čtvereček  $c_{ik}$  je tedy možno psát rovnici

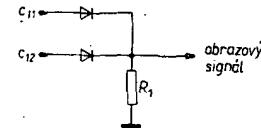
$$c_{ik} = \bar{v}_i \cdot s_k$$

Uvedená rovnice vyjadřuje funkci logického součinu. K realizaci této funkce je v našem případě použito jednoduché diodové hradlo AND, jehož základní zapojení je na obr. 121. Základní vlastnosti tohoto hradla je, že výstupní signál bude mít úroveň log. 1 pouze tehdy, budou-li současně na obou vstupech signály s úrovni log. 1. Je tedy zřejmé, že přivedeme-li na jeden ze vstupů obrazový signál svislého pruhu  $s_k$  s úrovni log. 1 a na druhý vstup obrazový signál vodorovného pruhu  $v_i$  též s úrovni log. 1, bude výstupní signál odpovídat průniku uvažovaných pruhů. Vzhledem k tomu, že čtvereček  $c_{ik}$  je v rastru 13, budeme též potřebovat stejný počet uvedených diodových hradel AND.

Další z obvodů, které potřebujeme, je (jak již bylo uvedeno) paměť, v níž je uložena informace, které ze čtverečků rastru mají být zhasnutý při požadované číslici. Zde je nutné poznamenat, že vstupní informace přiváděné do paměti budou v kódě BCD, neboť na místě vlastních čtačů skóre jsou použity (viz



Obr. 121. Dvojstupové hradlo AND z diod

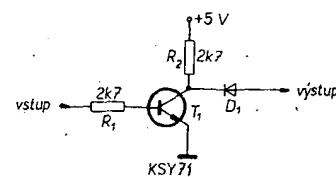


Obr. 123. Dvojstupové hradlo OR

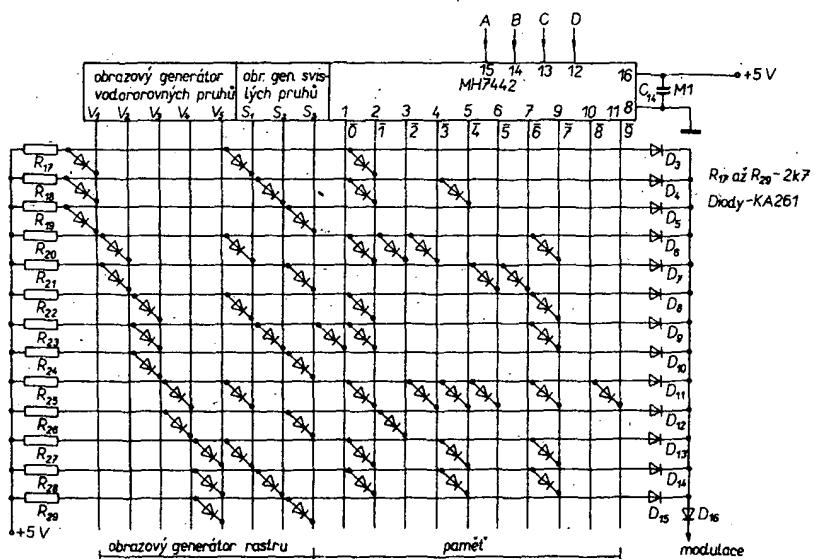
Zatím jsme uvažovali pouze obrazové signály jednotlivých čtverečků. Abychom dostali obrazový signál celé číslice, je nutné obrazové signály jednotlivých čtverečků vhodným způsobem sloučit. Výstupní signál po sloučení dílčích signálů můžeme vyjádřit obecně rovnicí:

$$Z = c_{11} + c_{12} + c_{13} + c_{21} + c_{23} + c_{31} + c_{32} + c_{33} + c_{41} + c_{43} + c_{51} + c_{52} + c_{53},$$

kde pro  $c_{ik}$  platí výše uvedené vztahy. Uvedená rovnice vyjadřuje logický součet. K realizaci logického součtu použijeme v našem případě jednoduché diodové hradlo OR se 13 vstupy (každý pro jeden ze čtverečků). Na obr. 123 je základní zapojení uvažovaného hradla. V zapojení na obr. 122 je hradlo tvořeno diodami  $D_3$  až  $D_{15}$ . Odpor  $R_1$  na obr. 123 je zde nahrazen vstupním odporem následujících obvodů. Dioda  $D_{16}$  pouze zmenšuje úroveň výstupního signálu, aby nedocházelo k nepříjemnému přefasení obrazovky číselným vyjádřením stavu zápasu. Zde je nutno poznamenat, že vyjádření stavu zápasu bílými číslicemi je vhodné pouze v tom případě, když jsou číslice během hry zhasnuty a rozsvíti se pouze v tom případě, dosáhne-li jeden z hráčů kladného bodu (změnilo-li se skóre). V okamžiku zahájení hry musí číslice automaticky zhasnout, neboť bílý míč bývá na bílých číslicích nebyl vidět. Abychom nemuseli číslice během hry zhasnout, lze je realizovat jako černé. Bílý míč na černých číslicích je pak velmi dobře vidět a číslice tedy není nutné zhasinat. K tomu, abychom obdrželi černé číslice, postačí invertovat výstupní signál z generátoru obrazových znaků. Na obr. 124 je uvedeno zapojení



Obr. 124. Invertor obrazového signálu číslic



Obr. 122. Paměť a obrazový generátor rastru

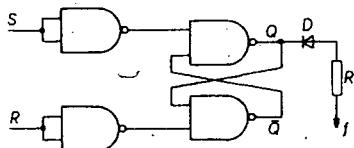
jednoduchého tranzistorového invertoru, vhodného pro uvažované použití. Výstupní signál je z kolektoru tranzistoru veden přes diodu  $D_1$ , která zaručuje, že výstupní signál bude mít vždy menší amplitudu než synchronizační impulsy v úplném televizním signálu televizní hry.

Zatím jsme uvažovali pouze samotný obrazový generátor číslicových znaků, který umožňuje zobrazit na obrazovce pouze jedinou číslici. Vzhledem k tomu, že musíme zobrazit nejméně dvě číslice (pro každého z hráčů jednu, za předpokladu, že nám postačí počítat skóre v rozsahu 0 až 9), je nutné v průběhu jednoho televizního rádku dvakrát využít funkce generátoru číslicových znaků. To znamená: za prvé vytvořit na levé straně obrazovky jednu sérii svislých pruhů a na pravé straně druhou sérii. Za druhé to znamená, aby v době, kdy se vytvoří první sérii svislých pruhů, byly pomocí elektronického přepínače přepnutý vstupy A, B, C, D převodníku kódu (MH7472) na výstupy čítače skóre (MH7490) určeného pro levého hráče, a v době, kdy se vytváří druhá sérii svislých pruhů, byly přepnutý vstupy převodníku na výstupy čítače určeného pro pravého hráče.

První sérii svislých pruhů obdržíme způsobem známým z obrazových generátorů market míče a raket. V tomto případě bude poloha prvního pruhu této odvozena pomocí zpožďovacího obvodu od rádkového synchronizačního impulsu, který je na levém okraji obrazovky. Tuto první sérii můžeme trimrem  $R_1$  umístit do levé části obrazovky. Nyní bychom potřebovali přivést ještě další spouštěcí impuls (v prvním případě to byl rádkový synchronizační impuls), který by uvedl opět v činnost generátor série svislých pruhů v čase, který odpovídá poloze na pravé straně obrazovky. Z uvedeného rozboru vyplývá, že druhou sérii impulsů je vhodné odvodit s jistým časovým zpožděním od pomocného impulsu, který se nachází časově uprostřed rádku, tj. 32  $\mu$ s po rádkovém synchronizačním impulsu. Zde můžeme s výhodo použít obrazový signál sítě, který splňuje požadavky na pomocný impuls.

Ve skutečném provedení není generátor série svislých pruhů spouštěn přímo obrazovým signálem sítě, ale sestupnou hranou impulsu z výstupu klopného obvodu R-S. Klopny obvod je ovládán jednak rádkovým synchronizačním impulsem, jednak obrazovým signálem sítě. Použití klopného obvodu R-S je výhodné, neboť jej můžeme dle využít k ovládání elektronického počítače. Na obr. 125 je uvedeno zapojení použitého klopného obvodu R-S. Pro tento typ obvodu platí tabulka:

R	S	Q	$\bar{Q}$
0	1	1	0
1	0	0	1
0	0	původní stav	
1	1	neurčitý stav	

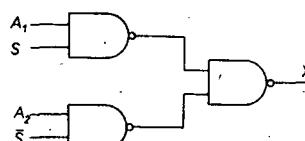


Obr. 125. Klopny obvod R-S

Budeme-li například na vstup R přivádět kladné rádkové synchronizační impulsy a na vstup S kladný impuls obrazového signálu sítě, která je umístěna uprostřed hracího pole, bude výstup Q na úrovni log. 1 během první poloviny televizního rádku, zatímco ve druhé polovině rádku bude na výstupu Q úroveň log. 0. Jinými slovy: v časovém intervalu 0 až 32  $\mu$ s po rádkovém synchronizačním impulsu bude na výstupu Q úroveň log. 1 (na výstupu  $\bar{Q}$  úroveň log. 0), zatímco v časovém intervalu 32 až 64  $\mu$ s bude na výstupu Q úroveň log. 0 (na výstupu  $\bar{Q}$  úroveň log. 1). To znamená, že za 32  $\mu$ s po rádkovém synchronizačním impulsu přechází úroveň na výstupu Q z log. 1 na log. 0. Tento záporný napěťový skok je potom přiveden přes diodu  $D_1$  a odpor  $R$  na běžec trimru  $R_1$  (obr. 119). Na volbu odporu  $R$  bude potom záležet, s jakým časovým zpožděním bude uveden v činnost generátor svislých pruhů. To znamená, že změnou odporu  $R_1$  je možno nastavit polohu rastra v levé části obrazovky a změnou odporu  $R$  polohu rastra v pravé části obrazovky.

V popsaném uspořádání se musí již na obrazovce zobrazit dvě stejné číslice. Jedna vlevo od sítě a druhá vpravo. Nyní je nutné v čase 0 až 32  $\mu$ s přepnout vstupy převodníku MH7472 na výstupy jednoho čítače MH7490 a v čase 32 až 64  $\mu$ s na výstupy druhého čítače. Potom levá číslice bude ukazovat stav prvního čítače a pravá číslice stav druhého čítače.

Princip vlastního elektronického přepínače je na obr. 126. Dva vstupní signály  $A_1, A_2$



Obr. 126. Základní zapojení elektronického přepínače

jsou střídavě přivedeny na výstup X v závislosti na tom, zda má přepínací signál S (popř.  $\bar{S}$ ) úroveň log. 1 (popř. log. 0), nebo úroveň log. 0 (popř. log. 1). Uvedený obvod splňuje rovnici

$$X = A_1 S + A_2 \bar{S},$$

to znamená, že je-li  $S = 1$  a  $\bar{S} = 0$ , bude platit

$$X = A_1$$

a pokud bude  $S = 0$  a  $\bar{S} = 1$ , bude

$$X = A_2.$$

Budeme-li přepínač ovládat výše popsaným klopným obvodem R-S (výstup Q je spojen se vstupem S a výstup Q se vstupem  $\bar{S}$ ), bude v časovém intervalu 0 až 32  $\mu$ s

po rádkovém synchronizačním impulsu na výstupu přepínače informace  $A_1$ , zatímco v intervalu 32 až 64  $\mu$ s bude na výstupu informace  $A_2$ . Tímto způsobem můžeme přepínat výstupy A, B, C, D dvou čítačů skóre MH7490 (pro každého hráče jeden). Je zřejmé, že v tomto případě budeme potřebovat čtyři elektronické přepínače.

Na obr. 127 je uvedeno úplné zapojení přepínače části, klopného obvodu R-S a dvou čítačů skóre. Zapojení je doplněno nulováním obvodu MH7490, který je pro potřebu počítání stavu zápasu nezbytné. Rádkové synchronizační impulsy 15 625 Hz jsou na vstup obvodu R-S přivedeny ze stejného bodu generátoru synchronizačních impulsů, jako v případě generátoru číslicových znaků. Stejným způsobem jsou přivedeny rádkové synchronizační impulsy do obrazového generátoru sítě. Pro úplnost je na obr. 128 zapojení obrazového generátoru sítě.

Vzhledem k tomu, že zapojení přepínače části je velmi jednoduché, byla tato část též realizována na desce s univerzálními plošnými spoji, zatímco generátor číslicových znaků, který obsahuje poměrně značné množství součástek, byl realizován na zvláštní desce s plošnými spoji, rozmištění součástek generátoru číslicových znaků je na obr. 130.

### Seznam součástek generátoru číslicových znaků

#### Odpory

$R_1$	TP 012, 10 k $\Omega$ , trimr
$R_2, R_3$	TR 112, 10 k $\Omega$
$R_4, R_{10}$	TR 112, 100 k $\Omega$
$R_5, R_{11}$	TR 112, 2,2 k $\Omega$
$R_6, R_7, R_8$	TR 112, 330 $\Omega$
$R_9, R_{12}, R_{13}, R_{14}$	TP 012, 100 k $\Omega$ , trimr
$R_{17}$ až $R_{19}$	TR 112, 2,7 k $\Omega$

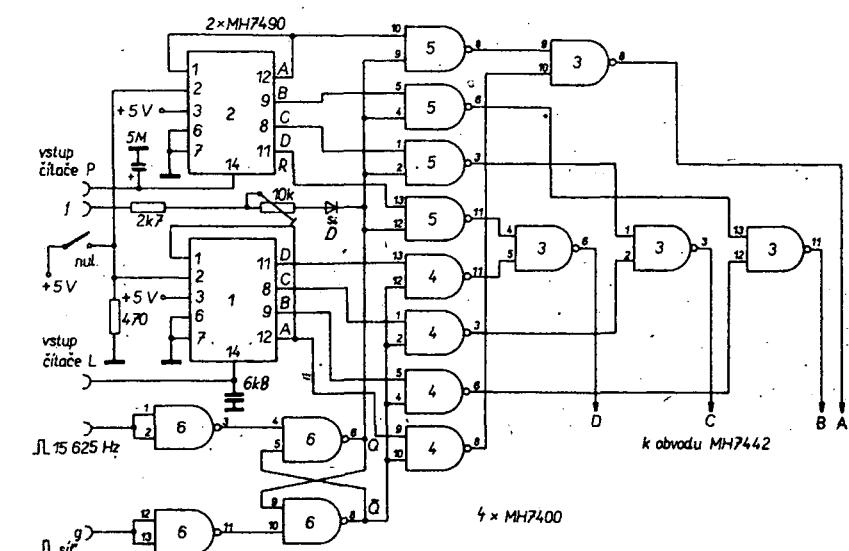
#### Kondenzátory

$C_1$	TE 002, 50 $\mu$ F
$C_2$	TK 783, 1,5 nF
$C_3, C_4, C_5$	TK 783, 6,8 nF
$C_6$	TE 005, 2 $\mu$ F
$C_7, C_{14}$	TK 782, 0,1 $\mu$ F
$C_8$	TC 180, 0,33 $\mu$ F
$C_9$ až $C_{13}$	TE 004, 5 $\mu$ F
$C_x$	TK 782, 0,1 $\mu$ F

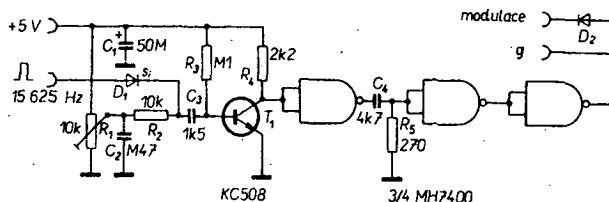
#### Integrované obvody

$I_{O1}, I_{O2}$	
$I_{O3}, I_{O4}$	MH7404

$I_{O3}$  MH7442



Obr. 127. Úplné zapojení elektronického přepínače



Obr. 128. Zapojení obrazového generátoru sítě

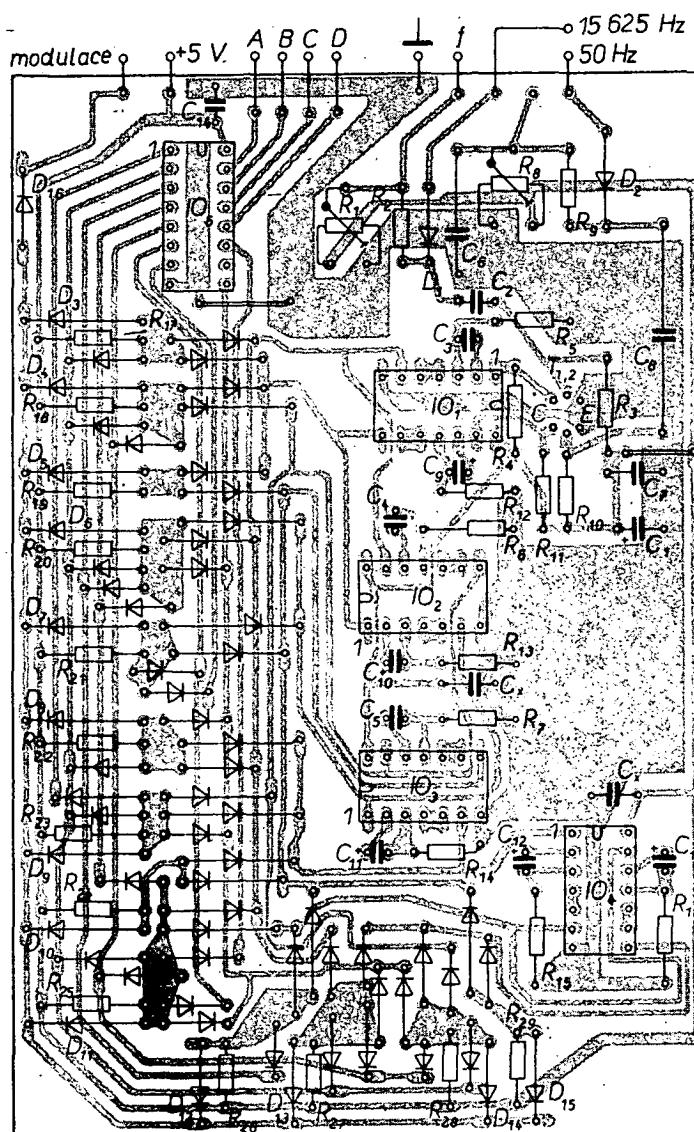
Tranzistory

T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> KC810

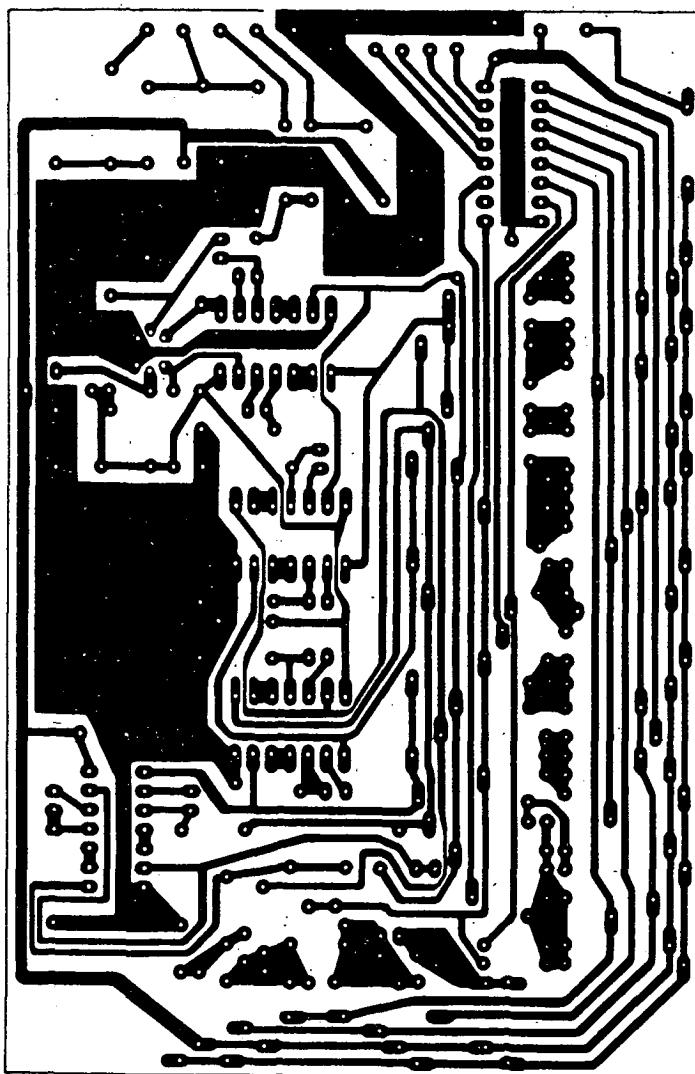
Diody

Všechny diody jsou typu KA261 nebo KA501.

[ 1 ] AR B1/77.



Obr. 130. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji

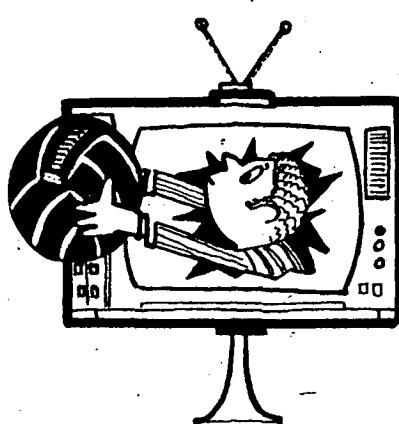


Obr. 129. Deska s plošnými spoji generátoru číselcových znaků L 222

#### Modifikované zapojení televizní hry – varianta II

V této variantě jsou obsaženy všechny úpravy a doplňky, vyjmenované již v úvodní státi tohoto pojednání o televizních hrách. Probereme si nyní jednotlivé úpravy a funkci obvodů, které jejich činnost zajišťují. Základní blokové schéma propojení jednotlivých obvodů hry je na obr. 131. Podrobná zapojení jednotlivých obvodů (bloků A až K) jsou na dalších obrázech.

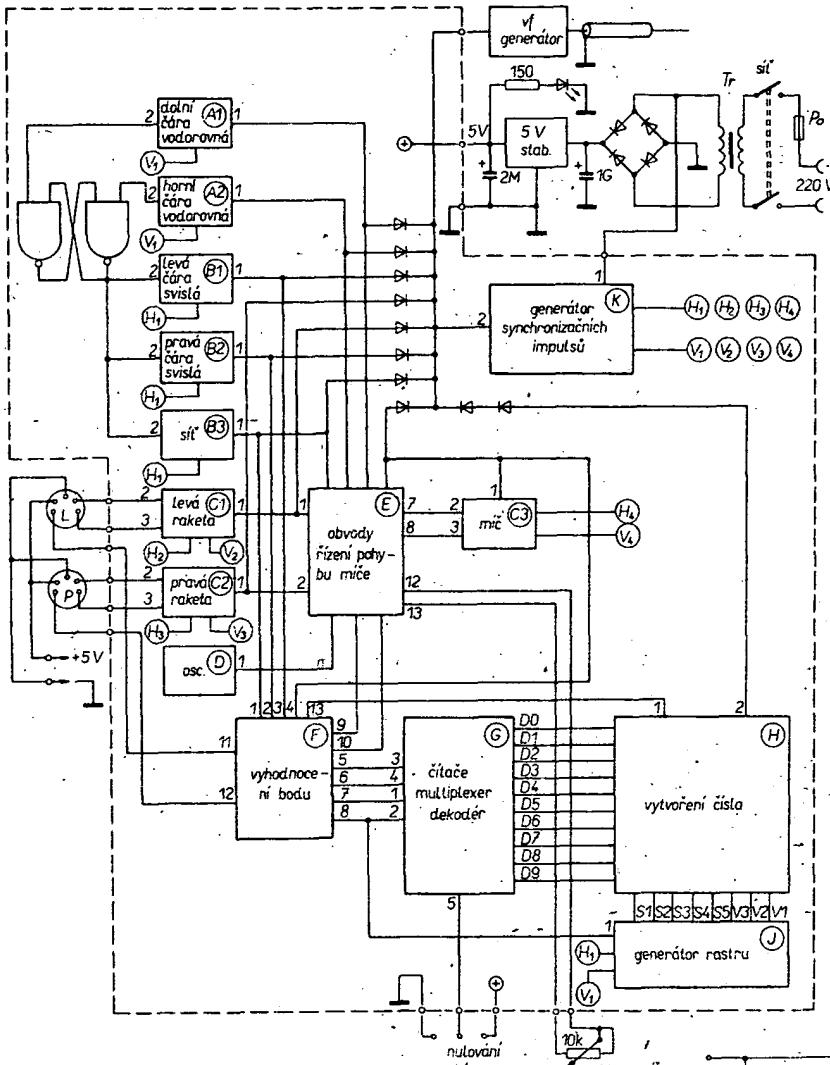
Vytvořeno hřiště ve formě, zobrazené na obr. 132. Zapojení generátoru A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> vodorovné čáry je stejné pro čáru horní i spodní, liší se pouze nastavením běžeče trimru (obr. 133), které určuje polohu čáry na obrazovce ve



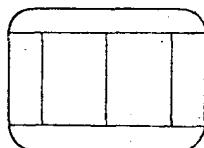
#### 1. Ohraničení hracího pole

Obrazovými generátory vodorovných a svislých bílých čar bylo na obrazovce

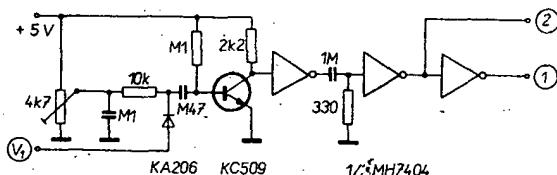
vytvoreno hřiště ve formě, zobrazené na obr. 132. Zapojení generátoru A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> vodorovné čáry je stejné pro čáru horní i spodní, liší se pouze nastavením běžeče trimru (obr. 133), které určuje polohu čáry na obrazovce ve svislém směru. Výstupy 1 obou generátorů vodorovných čar, se zavádějí přes diody do modulátoru vysílače (v řešení generátoru) a dále do obvodů pro řízení pohybu míče. Míč se tedy neodráží od horního a spodního okraje obrazovky (jak tomu bylo v původním zapojení), ale od těchto vodorovných čar. Výstupy generátorů vodorovných čar, označené 2, se zavádějí do klopného obvodu R-S (viz blokové schéma), který svým výstupem ovládá předposlední logický člen v generátořech svislých čar (B<sub>1</sub>, B<sub>2</sub> a B<sub>3</sub>, levé a pravé základní čáry hřiště a síť). Jak je vidět z obr. 134, je v generátořech svislých čar předposledním logickým členem dvojstupňové hradlo (místo invertoru u zapojení generátorů čar vodorovných). Modulaci svislých čar řídíme tak, aby byly rozsvíceny pouze v intervalu mezi horní a spodní vodorovnou čárou. Obvod, z hřezející svislé čáry mimo vymezenou oblast, je opodstatněný, neboť takto vytvořené hřiště působí mnohem lepším dojmem, než když jdou svislé čáry od horního okraje obrazovky až ke spodnímu a vytvářejí v rozích kříže. Výstupy všech svislých čar se svádějí přes diody do modulátoru, přímo pak



Obr. 131. Blokové schéma modifikovaného zapojení TV hry



Obr. 132. Obráz hřiště na obrazovce



Obr. 134. Zapojení generátoru svislých čar

do obvodů pro vyhodnocení bodu (špatného zásahu). Výstup generátoru sítě se kromě toho zavádí ještě do obvodu pro řízení pohybu míče, aby se umožnila tzv. faleš na síti, spočívající ve změně směru svislé složky pohybu míče při průchodu sítí – (zlom ve směru letu míče).

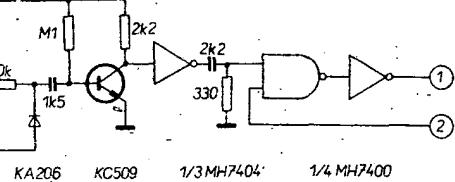
## 2. Změna způsobu podání a ovládání pohybu míče

Obvod pro řízení pohybu míče (obr. 135) se od původního zapojení podstatně liší. Změna zapojení je odůvodněna hlavně tím, že další, hrnu zpestřující prvky (náhodný nebo předvolitelný směr odrazu míče od hráčů,

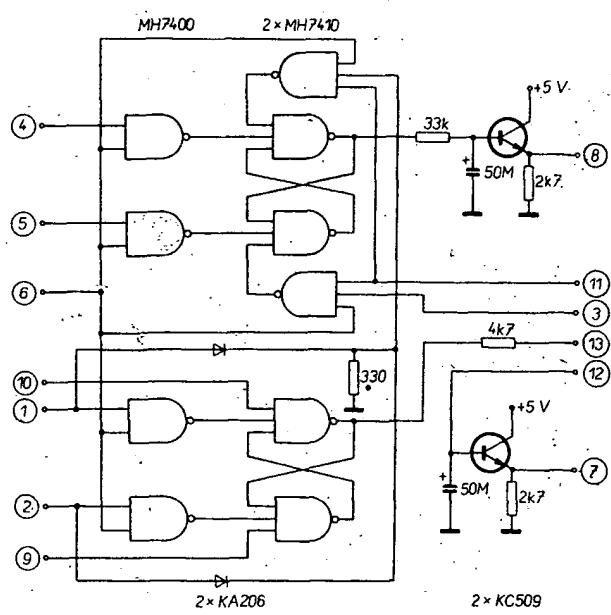
faleš na síti, způsob podání) vyžadují, aby obvody pro změnu směru v obou složkách (vodorovné i svislé) bylo možné ovládat z několika míst. První varianta upravené hry tento problém řeší přidáváním snadno realizovatelných diodových hradel. V této variantě byly pro předem stanovené požadavky navrženy vícestupňové klopné obvody R-S, jeden pro horizontální složku pohybu míče, druhý pro vertikální složku. Obvod pro řízení svislé složky pohybu míče reaguje změnou stavu při každém dotykutu míče s jednou z vodorovných čar, ohrazených hřistě. Kromě toho se může stav obvodu změnit při dotyku míče a některého z hráčů nebo se sítí. Důsledkem je náhodný směr letu míče po odrazu od hráče nebo zlom ve směru letu při průchodu míče sítí. Podrobný popis činnosti a zhodnocení přenosu pro průběh hry byly již podány v souvisech s výkladem u I. varianty. S klopným obvodem pro řízení vodorovné složky směru letu míče souvisí obvody pro zahájení hry (podání). Rovněž činnost těchto obvodů a jejich přednosti proti původním byly podrobne probrány u I. varianty. Jediná odlišnost spočívá v tom, že obvody podání spolupracují s obvody vyhodnocení špatného zásahu, a ty jsou u varianty I řešeny poněkud odlišně. O tom se však ještě zmínime při pojednání o zařízení k vyhodnocení skóre..

## 3. Úprava způsobu ovládání pohybu raket (raket)

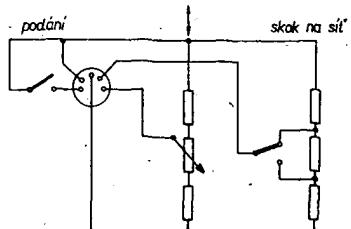
Po zkušenostech z provozu hry jsme přijali názor, že jen málokdo si dokáže osvojit způsob hry, využívající soustavně a s výhodou možnost pohybu hráče v obou směrech. Naopak jako velmi výhodné se ukázalo použít přepínací tlačítko, které při stisknutí připojilo na vstup pro řízení horizontální polohy hráče napětí, při kterém se hráč objeví těsně u sítě (obr. 136). Výhodou této možnosti je nejen překvapivé „naběhnutí“ na síť a tím zkrácení doby vrácení míče téměř



Obr. 135. Obvody řízení pohybu míče



Obr. 136. Zapojení generátoru vodorovných čar



Obr. 136. Obvody v ovládacích skříňkách

o polovinu, ale také to, že se při chybě při hře u sítě může hráč skokem vrátit na základní čáru, kde ještě může chybu napravit a míč zasáhnout. Toto řešení, které rovněž přináší hlavně zpestření hry, usetří jeden ovládací potenciometr, který nahradíme zkusmo se staveným pevným děličem.

#### 4. Úprava zapojení generátoru řádkových synchronizačních impulů

Táto úprava (viz. obr. 137) měla za cíl:

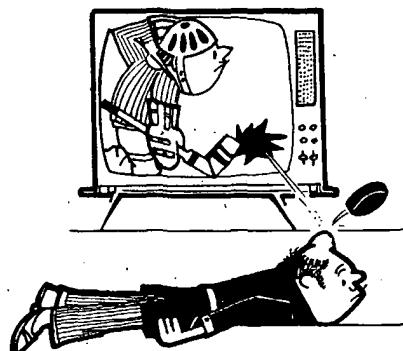
- a) zlepšit kmitočtovou stabilitu oscilátoru  
15 625 Hz,
- b) Odstranit vzájemnou závislost poloh ra-

a) Původní zapojení oscilátoru 15 625 Hz má špatnou teplotní stabilitu kmitočtu a proto bylo nahrazeno zapojení, jehož vlastnosti jsou více než o řád lepší

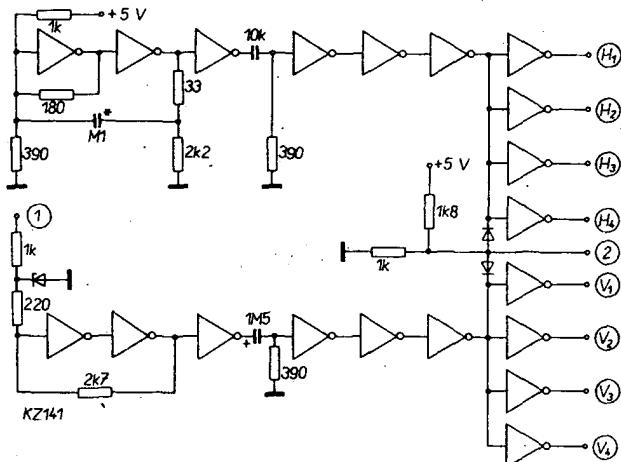
b) V původním zapojení byl pro všechny generátory obrazových prvků vždy jen jeden zdroj řádkových a snímkových synchronizačních impulsů. Při pohybu prvků jsou oddělovací diody předepřináry různě velkým předpětím, což znamená, že zdroje synchronizačních impulsů jsou různě zatěžovány. Protože jejich výstupní odpor není nulový, mění se poněkud velikost i tvar jejich výstupních synchronizačních impulsů, což působí současně i malou změnu polohy ostatních obrazových prvků. Tento problém je řešen použitím oddělovacích invertorů, zajišťujících nezávislost polohy všech prvků, u nichž se tato skutečnost může rušivě projevit. Každý pohyblivý prvek má proto vlastní zdroj obou druhů synchronizačních impulsů.

#### **5. Automatické čítání a digitální zobrazení stavu skóre hry na obrazovce**

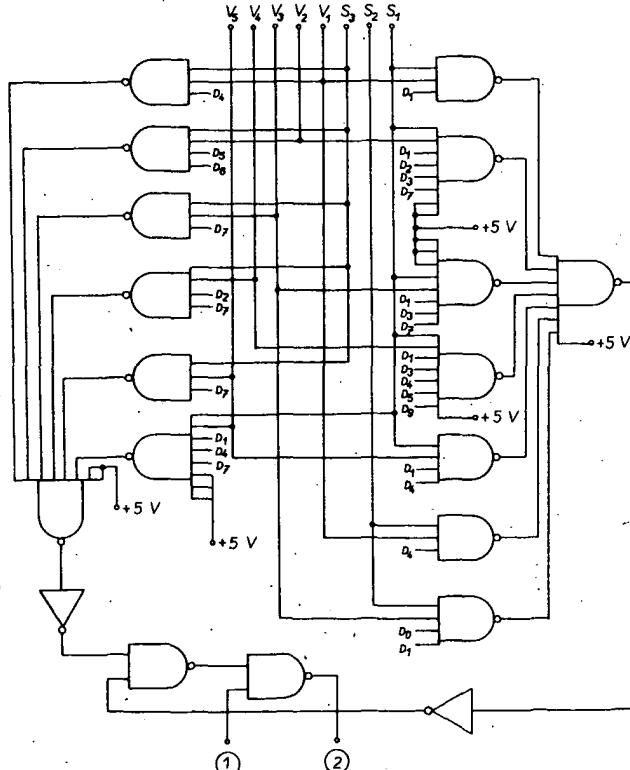
K realizaci digitálního zobrazení skóre na obrazovce jsme přikročili po tom, co jsme poznali, že jakmile u uživatele odezni první dojmy a začne hráč používat soustavně jako zdroj zábavy, stává se každý jiný způsob počítání stavu skóre naprostě nevyhovujícím (možnost omylu nebo podvodu, ztráta času



Obr. 137. Zapojení generátorů synchro-nizačních impulsů

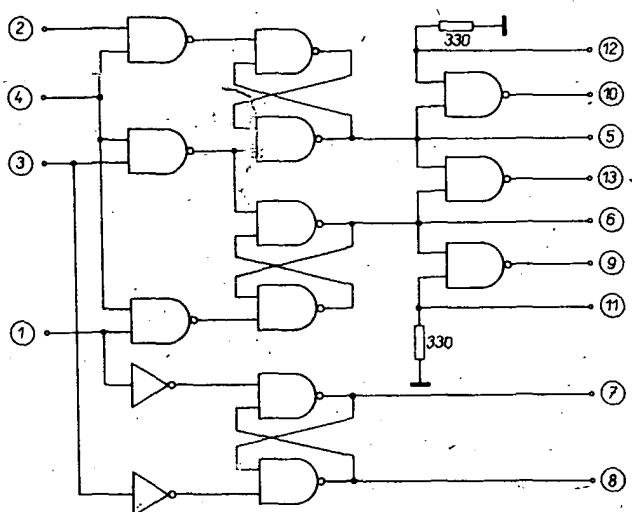


Obr. 138. Obvody vytvářející číslo na obrazovce z rastru

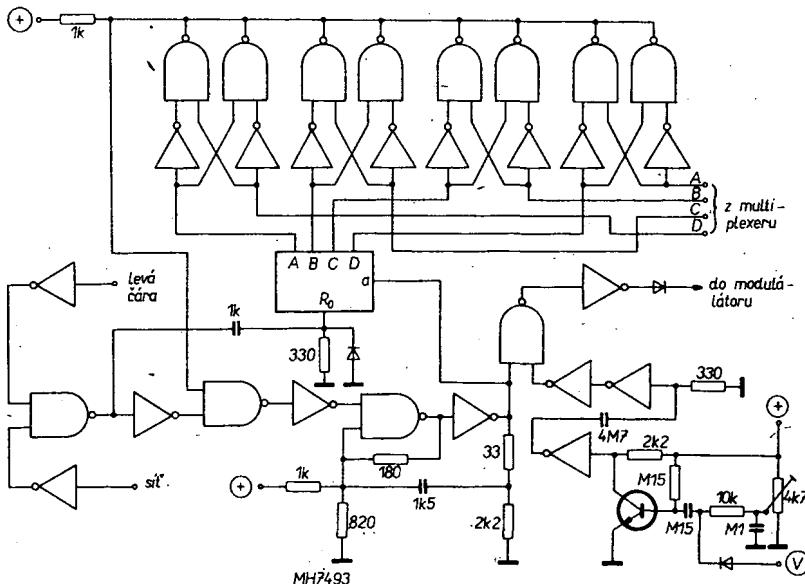


atd.). Navržený a realizovaný způsob automatického čitání skóre je zcela přesný a objektivní. Zobrazení stavu hry na obrazovce je velmi přehledné a hlavně dovoluje hráčům plně se soustředit na hru (hráč nemusí stále čítat směr nobledu). Podstatou vytvoření

čísla na obrazovce (lépe řečeno vytvoření vhodného obrazového signálu) již byla podrobně rozehrána a osvětlena při popisu I. varianty hry. Rozdíly jsou pouze v obvodech pro vytvoření čísla z rastru (obr. 138) a v obvodech pro vyhodnocení špatného zásahu



Obr. 139. Obvody vyhodnocení bodu



Obr. 140. Zapojení k vyhodnocení stavu hry počtem čárek

(obr. 139). Obvody pro vytvoření čísla jsou v této variantě složeny z hradel a obsahují navíc obvod, který zháší údaj o stavu hry, když je míč ve hře. Jakmile někdo z hráčů udělá chybu, míč proletí základní čarou do auta (zmizí z obrazovky) a současně se na obrazovce objeví stav hry. V poli každého hráče zůstane číslo, udávající počet jeho bodů, to je počet protihráčem zkažených míčů. Po zahrání podání opět obě číslice zmizí. Zhášecí signál se přivádí do obvodu tvoření čísla (bod 1) a obvodu vyhodnocení bodů (bod 13 – viz obr. 139). Rozsvícení čísel na obrazovce tak výrazně upozorňuje, že došlo k chybě, což zvětšuje zaujetí pro hru nejen u hráče, ale především u obecenstva, jemuž je takto umožněno „fandění“. Mezi vstupem modulátoru a výstupem obvodu pro tvoření čísla jsou zapojeny dvě diody v sérii, neboť je přiznivější, mají-li čísla poněkud menší jas než ostatní obrazové prvky. Vstupy hradel, označené písmenem D s indexem 0 až 9 jsou spojeny s příslušnými výstupy (podle indexu) dekódéra MH7442 (obr. 138). Obvody pro vyhodnocení bodu (obr. 139) zaznamenají bod při dotyku míče se základní čarou. V takovém případě totiž přejde úroveň na výstupu 5 nebo 6 z úrovně log. 1 na log. 0 a následující čítač MH7490 připočte ke svému stavu jedničku. Výstup bude mít úroveň log. 0 až do toho okamžiku, v němž hráč, který udělal chybu, zahráje podání a míč proletí síti. Stavy výstupů 5 a 6 zároveň přes hradlo obsluhují rozsvěcení čísel na obrazovce (výstup 13). Další dvě hradla (výstupy 9 a 10) dávají možnost zahrát podání pouze při chyběném zahrání a jen tomu z hráčů, který se chyby dopustil. Od signálů levé základní čáry se dále řídí klopý obvod R-S, který řídí přepínání multiplexeru (obr. 127), který zajistuje, že v každém okamžiku jsou ke vstupům dekódéra připojeny výstupy příslušného čítače.

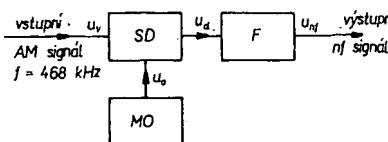
## 6. Zobrazení stavu hry počtem čárek

Tento způsob vyjádření skóre má proti předchozímu své výhody i nevýhody. Podstatná nevýhoda proti zobrazení skóre číslíciemi spočívá v menší působivosti a přehlednosti. Z jeho výhod můžeme jmenovat především úsporu pořizovacích nákladů a možnost počítat až 16 bodů (s číslíciemi pouze deset). Schéma zapojení je na obr. 140. Abychom mohli zobrazit určitý počet čárek, musíme si nejdříve vytvořit běžným způsobem nad horní vodorovnou čarou vodorovný pruh výšky asi 2,5 cm. Obrazový signál toho-

východou synchronní detektorů s automatickou fázovou synchronizací je to, že jsou schopny zpracovat signál AM s potlačeným nebo nepotlačeným nosným kmitočtem, a to s jedním nebo oběma postranními pásmi. Při realizaci synchronního detektora můžeme s výhodou použít integrovaný obvod MAA661 (TESLA Rožnov), který je sice určen především pro použití ve zvukové části televizního přijímače, nebo v mf zesilovači přijímače FM, ale jak bude ukázáno dále, lze obvod použít i na místě synchronního detektora pro přijímače AM.

Při synchronní detekci dochází k periodickým změnám vodivosti nelineárního prvku elektronického obvodu v závislosti na kmitočtu  $\omega$  v důsledku působení místního oscilátoru, jehož kmitočet je  $\omega_b = \omega$ . Jinými slovy, místní oscilátor působí na nelineární prvek signálem, jehož kmitočet  $\omega_b$  je synchronní se vstupním signálem  $\omega$ .

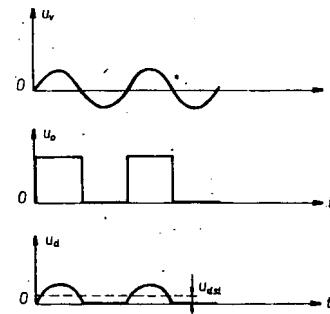
Blokové zapojení synchronního detektora je na obr. 141. Ukážeme si dále funkci



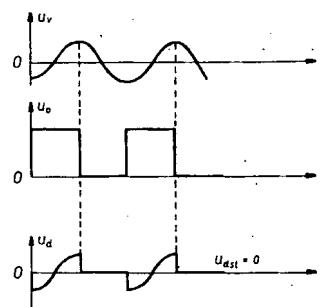
Obr. 141. Blokové zapojení synchronní detekce v mf zesilovači

tohoto obvodu při různé fázové odchylce mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru. Pro větší názornost budeme předpokládat, že napětí místního oscilátoru má obdélníkovitý průběh a kmitočet shodný s kmitočtem vstupním, tj.  $\omega_b = \omega$ . Signál místního oscilátoru střídavě otvírá a zavírá detektor (mění odpór nelineárního prvku v detektoru). Proud otevřeného detektoru je potom ovládán vstupním signálem.

Ná obr. 142 jsou časové závislosti pro případ, že signály vstupní a místního osciláto-



Obr. 142. Synchronní detekce soufázového signálu



Obr. 143. Synchronní detekce, jsou-li signál vstupní a signál místního oscilátoru vzájemně posunuty o 90°

ru jsou soufázové (tj. fázová odchylka mezi nimi je nulová) a na obr. 143 pro případ, je-li fázová odchylka mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru  $90^\circ$ . Na první pohled je jasné, že v druhém případě bude střední velikost napětí na výstupu filtru nulová. To znamená, že fázový detektor bude selektivním prvky vzhledem k fázi vstupního signálu. Důsledkem této vlastnosti bude i kmitočtová selektivita.

Vzhledem k tomu, že synchronní detektor jako celek může být uvažován jako lineární systém, nemůže být slabý signál potlačen šumem i při poměru signál/šum na vstupu detektora menším jak jedna.

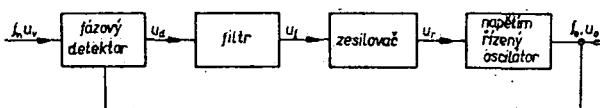
V [1] je ukázáno, že při slabém vstupním signálu je možno uvažovat rušivý šumový signál jako vektorový součet dvou navzájem kolmých složek. Jedna složka bude ve fázi se vstupním signálem a druhá složka bude fázově posunuta vzhledem ke vstupnímu signálu o  $90^\circ$ . To znamená, že posledně jmenovaná složka šumového signálu bude zcela potlačena působením synchronního detektora. Je proto možné očekávat, že synchronní detektor v případě velmi malého vstupního napětí bude dvakrát zlepšovat poměr signál/šum (tj. 3 dB).

Bude-li vstupní signál silný, potom vektor vstupního signálu a vektor rušivého signálu budou ve fázi, tj. vliv rušivé složky, která je fázově posunuta vzhledem ke vstupnímu signálu o  $90^\circ$ , se v tomto případě neuplatní. To znamená, že se při synchronní detekci při silném vstupním signálu poměr signál/šum nezlepší.

Velkým nedostatkem synchronních detektorů je, že ke své funkci vyžadují místně generovaný signál o stejném kmitočtu a stejně fázi, jako má vstupní signál. Získat signál s uvedenými vlastnostmi je někdy obtížné. Jedna z možností, jak získat žádaný signál, je na obr. 144. Amplitudové modulovaný signál se přivádí na vstupy koincidenčního detektoru obvodu MAA661 dvěma kanály. Jeden kanál, tvořený limitujícím zesilovačem, omezuje signál AM a zabezpečuje tak synchronní nosný kmitočet závislý modulační obálky. Druhým kanálem se přivádí signál AM přímo na druhý vstup koincidenčního detektoru. Trimrem  $15\text{ k}\Omega$  lze přesně nastavit správnou fázi nosného kmitočtu. Zapojení na obr. 144 je vhodné používat maximálně do kmitočtu asi  $7\text{ MHz}$ . Na vysokých kmitočtech má totiž závislost výstupního zvukového signálu na signálu nosného kmitočtu (amplitudově modulovaného) ostrá minima a maxima. Minima na křivce jsou způsobena natáčením fáze o  $90^\circ$  a  $270^\circ$  v zesilovači obvodu MAA661 [2].

Principu synchronní detekce je možné využít v různých zařízeních. Např. v televizních přijimačích jako detektoru obrázkového signálu. Výhoda tohoto uspořádání bude v tom, že se odstraní zkreslení výstupního signálu vlivem vysílání pouze jediného postranního pásmá, než se vyloučí brum ve zvuku způsobovaný zájnější chromatinančním signálu. V neposlední řadě bude použití

Obr. 145. Blokové zapojení systému AFS



synchronního detektora výhodné vždy tam, kde půjde o potlačení pórů a šumu. Jak bylo již uvedeno, synchronní detektor může zlepšit poměr signál/šum o 3 dB.

Další z možností, jak získat žádaný signál pro ovládání synchronního detektoru, je použít systém s automatickou fázovou synchronizací (AFS).

### Funkce systému AFS

Blokové zapojení systému AFS je na obr. 145. Systém se skládá z fázově citlivého detektoru, filtru, zesilovače chyběvýho napětí (není vždy nutný) a napětím řízeného oscilátoru. Není-li k systému AFS připojen vstupní signál, je výstupní napětí fázového detektoru (tzv. chyběvý napětí) nulové. Napětí řízený oscilátor volně kmitá na kmitočtu  $f_0$ . Po připojení vstupního signálu vznikne na výstupu fázového detektoru chyběvý napětí  $U_d$  jako následek fázových a kmitočtových rozdílů mezi vstupním signálem a signálem napětím řízeného oscilátoru. Vzniklý chyběvý signál (jeho stejnosměrná i střídavá složka) se filtrace dolní propustí a zesiluje v zesilovači chyběvýho napětí. Filtrace je nezbytná k odstranění parazitní střídavé složky chyběvýho napětí. Výstupní stejnosměrné napětí (předpokládáme, že vstupní signál není modulován ani kmitočtově ani fázově) se používá k synchronizaci napětím řízeného oscilátoru. Znamená to, že při jakékoli změně fáze mezi vstupním signálem a signálem napětím řízeného oscilátoru je signál tohoto kmitočtu ovládán tak, aby vzniklá fázová chyba byla redukována.

Není-li fázový detektor dobře vyvážen, mohou na jeho výstup proniknout modulační signály nízkého kmitočtu (pochopitelně jen tehdy, je-li vstupní signál modulován amplitudově). Bude-li jejich kmitočet srovnatelný s šírkou přenosové funkce systému AFS, pak bude filtrace chyběvýho napětí nedostatečná. Nedostatečnou filtraci dojde potom k parazitní modulaci místního oscilátoru, což může mít za následek vznik záZNĚJových signálů na výstupu synchronního detektoru. Z tohoto důvodu je třeba volit dostatečně úzké přenášené pásmo. Na druhé straně však extrémně úzké přenášené pásmo znamená prodloužení času potřebného k zasynchronizování místního oscilátoru. Je proto nutné vždy volit vhodný kompromis mezi šírkou přenášeného pásmá systému AFS a časem, potřebným k zasynchronizování místního oscilátoru.

Nejčastější aplikací synchronní detekce s použitím systému AFS v radioamatérské praxi je stereofonní dekodér a mezfrekvenční zesilovač pro příjem amplitudově modulo-

váního signálu. Pokud jde o stereofonní dekodér, který pracuje na principu časového multiplexu, nazýváme synchronní detektor jednoduše demodulátorem multiplexního signálu.

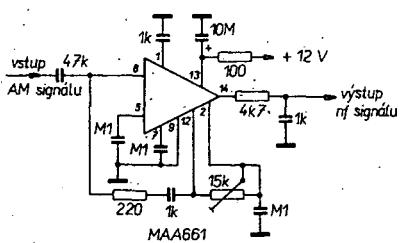
### Stereofonní dekodér s automatickou fázovou synchronizací

Blokové zapojení dekodéru je na obr. 146. Na vstupu je oddělovací předzesilovač, jehož zisk lze v určitých mezech řídit. Může se tak nastavit potřebná úroveň pilotního signálu 19 kHz, která je pro správnou činnost dekodéru potřebná. Za oddělovacím zesilovačem je vyvážený fázový detektor a zesilovač chyběvýho napětí (zapojený jako rozdílový zesilovač). Jeho výstup řídí napětově závislý oscilátor, který volně kmitá na kmitočtu 38 kHz. Signály 38 a 19 kHz se získávají binárními děliči kmitočtu. K vlastnímu dekódování stereofonního signálu slouží signál 38 kHz, zatímco signál 19 kHz (spolu se signálem pilotním) se využívá k fázové synchronizaci. Dekodér má ještě dále obvody ke kompenzaci přeslechu a členy deefenze v pravém i levém kanálu.

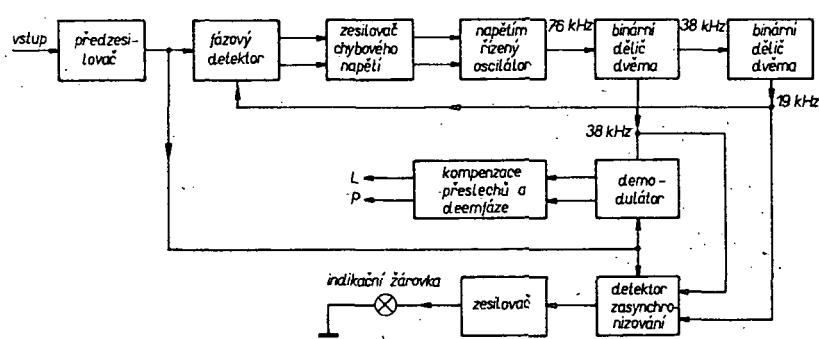
K automatickému přepínání mono/stereo (a popřípadě k indikaci pilotního signálu) je použit další fázový detektor a zesilovač. Tento fázový detektor na rozdíl od detektora ve smyčce AFS není vyvážený, zasynchronizuje-li se pilotní signál a místně generovaný signál 19 kHz, objeví se na jeho výstupu napětí, které po zesílení automaticky přepne dekodér na stereofonní provoz a zároveň rozsvítí indikační žárovku.

Jaké jsou výhody obnovovače pomocné nosné vlny se systémem AFS proti klasickému způsobu?

1. Obnovovač s AFS je schopen splnit ty nejnáročnější požadavky. Systém může mít velmi úzkou přenosovou charakteristiku, takže se neprojeví rušivě šumová složka vstupního signálu.
2. Systém s AFS je systém s uzavřenou zpětnovazební smyčkou, takže veškeré změny (např. teplotní, změny hodnot součástek apod.) se samy korigují, což v systémech bez vazby mezi vstupem a výstupem není. Chyby systému bez uvedené vazby mohou být omezeny pouze použitím kválitních součástek a pečlivým nastavením.
3. ZáZNĚJů vzniká velmi málo, protože synchronizační smyčka je úzkopásmová. Systém se tedy chová jako laděný obvod s extrémně velkou jakostí, ovšem bez jeho nedostatků (špatná fázová stabilita).
4. Fázová odchylka v ustáleném stavu je menší než  $1^\circ$ , takže zhoršení přeslechu vlivem nevykompenzované fázové chyby



Obr. 144. Synchronní detektor s MAA661



Obr. 146. Blokové zapojení stereofonního dekodéru s AFS

obnovené pomocné nosné vlny je zanedbatelné ( $-70$  dB).

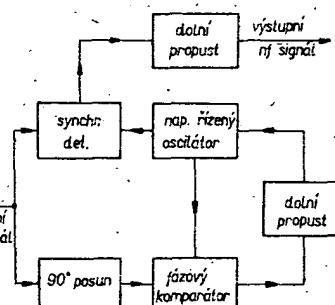
5. Systém s AFS se nastavuje jednoduchým způsobem – k nastavení stačí pouze stejněnosměrný voltmetr.

Podrobný návod ke stavbě stereofonního dekodéru s automatickou fázovou synchronizací byl uveden v [3] a [4]. V uvedených praezech je realizován stereofonní dekodér s AFS vesmír s československými polovodičovými součástkami TESLA. Přeslechy uvedeného stereofonního dekodéru jsou pásma 1 až  $10$  kHz lepší než  $-40$  dB (pri kmotu  $1$  kHz jsou přeslehy  $-45$  dB).

### Synchronní detektor s AFS pro příjem amplitudově modulovaných signálů

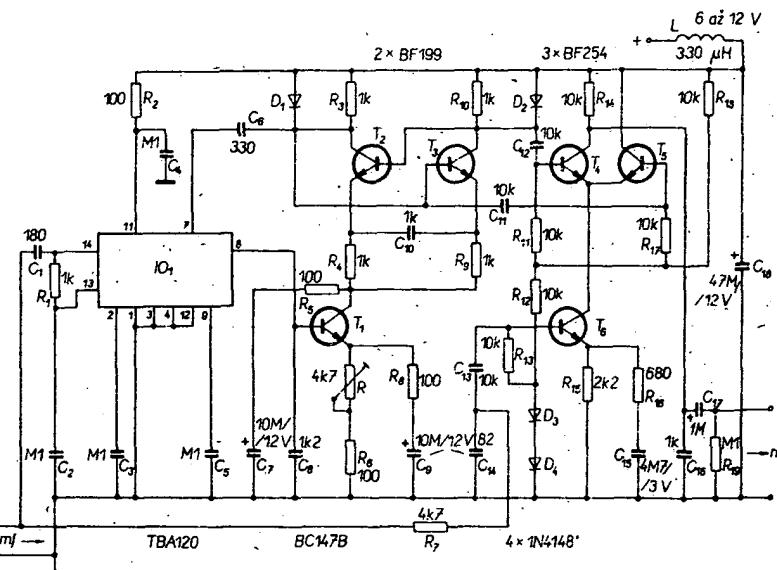
Další aplikací synchronní detekce s automatickou fázovou synchronizací je detektor AM pro mezikfrekvenční zesilovače rozhlasových přijímačů. Je všeobecně známo, že pro kvalitní detekci amplitudově modulované vlny je nutné, aby nosná vlna měla dostatečně velkou a zároveň konstantní amplitudu. Často se však vlivem selektivního úniku zmenší amplituda nosné vlny, což má za následek zvětšení nežádoucího zkreslení. Tento nežádoucí jev může odstranit právě synchronní detekce.

Princip funkce detektora AM s automatickou fázovou synchronizací je velmi podobný funkci stereofonního dekodéru s AFS. Vstupní (mezifrekvenční) signál je veden jednak přímo do vlastního demodulátoru (obr. 147), jednak do obvodu AFS. Místní, napětím řízený oscilátor kmitá v tomto přípa-



Obr. 147. Blokové zapojení synchronní detekce s AFS v mf zesilovači  $468$  kHz

dě na kmotu asi  $468$  kHz. Vstupní signál je fázově porovnáván ve fázovém detektoru se signálem místního oscilátoru. Chyběvý napětí po filtrace nežádoucích složek ovládá napětím řízený oscilátor. Signál napětí řízeného oscilátoru ve vhodných okamžicích přepíná potom vlastní demodulátor. Ke správné funkci celého obvodu je v tomto případě nutný fázovací člen, který posouvá fázi nosné vlny ve vstupním signálu o  $90^\circ$ . Z principu systému AFS totiž vyplývá, že v zasynchronizovaném stavu je mezi vstupním signálem a signálem místního oscilátoru konstantní fázová odchylka asi  $90^\circ$ . U stereofonního dekodéru není tato skutečnost na závadu. Fázový posuv o  $90^\circ$  na kmotu  $19$  kHz znamená posuv  $180^\circ$  na kmotu  $38$  kHz. Posuv fáze obnovené pomocné nosné vlny o  $\pm 180^\circ$  znamená pouze, jak vyplývá ze základních vlastností stereofonního signálu [5], reverzaci levého a pravého kanálu. U detektora AM posuv nosné vlny o  $90^\circ$  by znamenal, jak bylo již dříve uvedeno, že na výstupu synchronního detektoru by bylo nulové výstupní napětí. Nežádoucí fázový posuv je proto nutno kompenzovat obvodem, který rovněž posouvá fázi nosné vlny o  $90^\circ$ .



Obr. 148. Zapojení synchronní detekce s AFS

Na obr. 148 je zapojení synchronního detektora s automatickou fázovou synchronizací. Vzhledem k tomu, že zapojení je převzato ze zahraniční literatury [6], je pochopitelné, že obsahuje i zahraniční polovodičové součástky. Jedná se zde ovšem o součástky, které lze jednoduše nahradit tuzemskými typy TESLA. Uvedené zapojení je velmi jednoduché a poskytuje velké možnosti nejen k experimentování, ale k případnému zlepšení kvality amatérských přijímačů pro příjem AM.

Z obr. 148 vyplývá též funkce celého zařízení. Vstupní signál z mezikfrekvenčního zesilovače je přiveden jednak přes fázovací člen  $R_1, C_1$  na vstup integrovaného obvodu  $IO_1$ , jednak na jeden ze vstupů vlastního synchronního detektoru AM ( $T_4, T_5, T_6$ ). Místo signálu je v obvodu  $IO_1$  dostatečně zesílen a omezen. Proto bude na výstupu  $IO_1$  nosná vlna zbavena modulace a díky omezovacím vlastnostem  $IO_1$  bude mít konstantní amplitudu. Filtr, nutný ke správné funkci systému AFS, je tvořen integračním článkem  $R_4, C_8$  ( $R_4$  je vnitřní odporník  $IO_1$  na vývodu 8). Napětím řízený oscilátor je realizován tranzistor  $T_2$  a  $T_3$ , které jsou zapojeny jako astabilní multivibrátor s emitorovou vazbou. Kmitočet se ovládá zdrojem konstantního proudu s tranzistorem  $T_1$ , zapojeném v emitorových obvodech tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$ . Změnou napětí na bázi  $T_1$  bude se měnit emitorový proud tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$ , což má v tomto případě za následek i změnu kmotu astabilního multivibrátoru. Proto je také výstup 8 z  $IO_1$  připojen k bázi tranzistoru  $T_1$ .

Signál z astabilního multivibrátoru je přiveden jednak symetricky na báze tranzistorů  $T_4$  a  $T_5$  v synchronním detektoru, jednak nesymetricky přes kondenzátor  $C_6$  na vstup fázového komparátoru v obvodu  $IO_1$ . Demodulovaný signál je odebrán z kolektoru tranzistoru  $T_4$ . Obvyklý výstupní filtrační člen je zde realizován odporem  $R_{14}$  a kondenzátorem  $C_{16}$ .

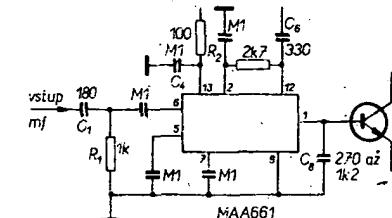
Nastavit synchronní detektor s automatickou fázovou synchronizací je velmi jednoduché. Celé zařízení připojíme k mezikfrekvenčnímu zesilovači a za předpokladu, že ten správně pracuje, stačí nastavit správně trimr  $R$ : na vstup mf zesilovače přivedeme signál  $468$  kHz s nf modulací; k bázi tranzistoru  $T_1$  připojíme stejněnosměrný voltmetr (Avomet II), jímž změříme napětí v tomto bodě bez vstupního signálu  $468$  kHz. Potom budeme sledovat velikost tohoto napětí po připojení vstupního signálu. Otáčíme-li nyní jemně běžcem trimru  $R$ , bude mít ručka měřidla

určitou výchylku (nezáleží na tom, zda směrem ke kladným nebo záporným hodnotám vzhledem k původnímu napětí), v určité poloze běžce trimru bude výchylka maximální; pak se začne zmenšovat, dosáhne původní velikosti a opět se bude dále zmenšovat, až dosáhne minima. Trimr je optimálně nastaven tehdy, je-li napětí v měřeném bodě (na bázi  $T_1$ ) stejné jako napětí bez vstupního signálu; „rozařadováním“ trimru kolem této polohy se napětí jednou zvětšuje a podruhé zmenšuje.

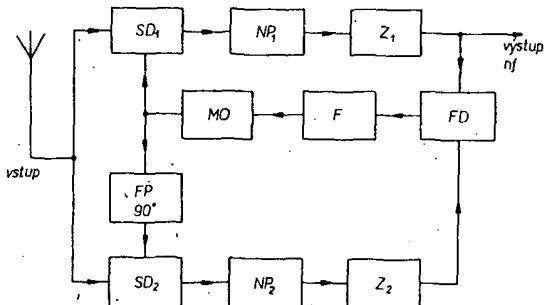
Jak vyplývá z výše uvedeného popisu funkce, je obvod TBA120 využit jednak jako omezovač, jednak jako fázový komparátor. Obě tyto funkce může splnit obvod TESLA MAA661. Činnost omezovače je zde stejná jako u mezikfrekvenčních zesilovačů FM – má za úkol zbavit nosnou vlnu amplitudové modulace. Funkce fázového komparátoru se liší jen nepatrně od běžného zapojení koincidenčního detektoru s fázovým článkem, určeného k demodulaci kmotčové modulovaného signálu. Z obr. 149 je zřejmá nahraď obvodem TBA120 obvodem MAA661.

Zatím jsme uvažovali o použití synchronního detektora v přijímači AM pouze jako doplňku ke klasickému mezikfrekvenčnímu zesilovači. Jak bude dále ukázáno, můžeme synchronního detektoru s AFS využít i tak, že lze místo klasického mf zesilovače použít jednoduchý mezikfrekvenční zesilovač. Tento způsob detektce nevyžaduje pro svou funkci přítomnost nosné vlny, ale pouze postranních pásem.

Na obr. 151 je znázorněn princip zapojení [7]. Signál přijatý anténou je synchroně detekován (směšován) se signálem místního oscilátoru. Předpokladem správné funkce je,



Obr. 149. Fázový komparátor s MAA661



Obr. 151. Blokové zapojení přijímače pro synchronní příjem s AFS

## Hybridní integrované obvody

Hybridní integrované obvody patří k součástkám, které u nás dosud byly amatérskou veřejností zcela opomíjeny. Důvod k tomu jistě nespočívá v hybridních obodech samých (v jejich vlastnostech), ale především v jejich nedostupnosti v běžné obchodní síti. Doufáme však, že se tento stav změní a tyto perspektivní součástky upoutají na sebe důvěra zaslouženou pozornost. Proto také přinášíme o těchto obodech alespoň stručnou informaci. Zopakujeme si nejdříve základní informace.

Hybridní integrované obvody jsou elektronické součástky v kulačkových nebo obdélníkovitých pouzdrech s větším množstvím vývodů (počet vývodů se většinou pohybuje mezi 8 až 24). Pouzdro obsahuje nosnou destičku, na které jsou vyrobeny určité obvody, vytvořené částečně přímo na destičce (spojy, odpory), a dále prvky vkládané (a propojené s ostatními obvody na destičce tenkými drátky). Vkládanými prvky jsou nejčastěji čipy tranzistorů, diod nebo monolitických integrovaných obvodů, dále pak různé kondenzátory a jiné miniaturní elektronické součástky. V současné době se nejvíce používají při výrobě hybridních integrovaných obvodů dva základní druhy technologií a sice technologie tlustovrstvová a tenkovrstvová.

U hybridních integrovaných obvodů vyrobených technologií tlustých vrstev tvoří základ keramická destička, na níž je z různě vodivých past většinou sítotiskem vytvořena síť propojovacích cest a odporů. Po tepelném zpracování nanesených past se do obvodů montují vkládané prvky (tranzistory atd.). Vkládané prvky se do obvodů většinou vlepují vodivým tmelem, potom se propojí hliníkovými drátky, které se spojují termokompresí nebo ultrazvukovým svářením nebo lepením vodivým tmelem. Kompletně smontované obvody se ještě před zapouzdřením testují a podle výsledku se upravují (zvětšují „tištěné“ odpory zmenšením vodivých průřezů tak, aby celý obvod plnil předepsanou funkci).

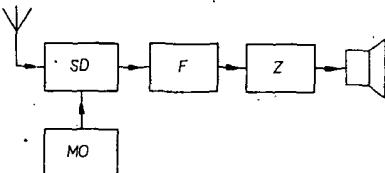
U obvodů vyrobených technologií tlustých vrstev se opět nejdříve vytváří na základní destičce (tentokrát skleněné nebo korundové) spojová síť (cesty vytváří tenká napařená vrstvička zlata) a síť odporů. Odpory jsou vytvořeny v tencie napařené vrstvě chrómu a mají zpravidla tvar pásku nebo meandru. Tvary odporových i vodivých cest se vytvářejí leptáním, kterému předchází fotografické maskování. Po vytvoření obvodů na základní destičce již přicházejí operace podobné jako u obvodů vytvořených technologií tlustých vrstev (vkládání čipů, kontaktování atd.).

Jak je i z tohoto málo zevrubného popisu patrné, je výroba hybridních integrovaných obvodů poměrně složitou, pracnou a tedy i drahou záležitostí. Nabízí se otázka, co vlastně odůvodňuje existenci těchto obvodů, proč se vyrábějí. Odpověď je jednoduchá. Hybridní technologie umožňuje zaplnit mezy ve schopnostech technologie monolitické. Proto se také vyrábějí pouze takové druhy obvodů, které nelze vyrábět monolitickou technologií. Je známo, že technologie výroby bipolárních a unipolárních (polem řízených) tranzistorů jsou těžko slučitelné, což přineslo některým výrobcům značné zklamání při pokusech vyrobit monolitický operační zesilovač s tranzistory řízenými polem na vstupu. Hybridní integrovaný obvod, obsahující čip s dvojicí tranzistorů řízených polem a čip běžného operačního zesilovače (kromě dalších podružných obvodů) je

že signál místního oscilátoru má správný kmitočet a správnou fázi. Požadavkem je zde, jako v předchozím případě, aby napětí z místního oscilátoru a přijímaný signál byly vzájemně poootočeny o  $90^\circ$  (a to i tehdy, je-li nosná vlna na vysílací straně potlačena). Na výstupu detektora obdržíme potom demodulovaný nízkofrekvenční signál. Zvukový kmitočet je potom daleko filtrován nízkofrekvenčním průpustním a zesílen.

Výhody popsaného způsobu detekce jsou zřejmé. Vzhledem k tomu, že vůbec nevznikne signál rozdílového kmitočtu, je vyloučen příjem zrcadlového signálu. Nízkofrekvenční propust, zařazená za demodulátorem, umožňuje získat přijímač libovolné selektivity. Je též zřejmé, že selektivita přijímače může být velmi jednoduše měněna přepínáním charakteristiky nf propusti. Nosný kmitočet amplitudově modulovaného signálu se v tomto případě nezúčastňuje demodulačního pochodu a proto, jak již bylo řečeno, nemusí být vysílán; navíc může být detekován i velmi slabý vstupní signál. Zisk přijímače v tomto případě lze s výhodou zvolit volbou zisku nf zesilovače.

Na obr. 150 je podrobnější blokové zapojení uvažovaného synchronního přijímače,



Obr. 150. Princip přijímače pro synchronní příjem

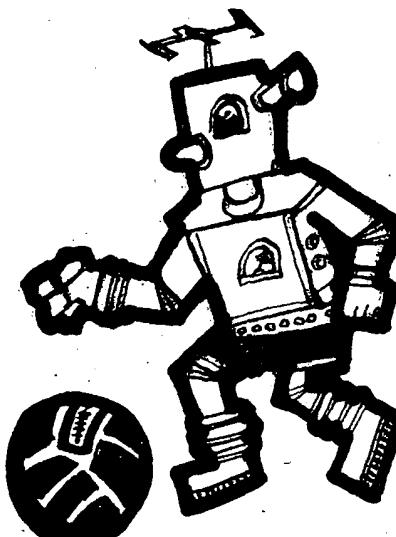
na kterém je též ukázán způsob synchronizace místního oscilátoru. Jak je vidět z obrázku, má přijímač dvě přijímací cesty. Každá z těchto cest má samostatný synchronní detektor SD<sub>1</sub> a SD<sub>2</sub>, na které se přivádí signál z místního oscilátoru MO. Na detektoru SD<sub>1</sub> se signál z oscilátoru MO přivádí přímo, zatímco na detektoru SD<sub>2</sub> se přivádí signál fázově posunutý o  $90^\circ$ . Pro snadnější porozumění způsobu řízení fáze napětí místního oscilátoru předpokládejme, že místní oscilátor je ve fázi s nosnou vlnou signálu AM. Potom na výstupu synchronního detektora SD<sub>1</sub> bude demodulované napětí maximální, zatímco na výstupu detektora SD<sub>2</sub> bude výstupní napětí nulové. Předpokládejme, že se fáze napětí místního oscilátoru nepatrně odchylí od správné velikosti. Demodulované napětí ze synchronního detektoru SD<sub>1</sub> se prakticky nezmění, zato se však na výstupu detektoru SD<sub>2</sub> objeví demodulované napětí. Polarity tohoto napětí (vzhledem k poláritě napětí na výstupu detektoru SD<sub>1</sub>) závisí na fázové odchylce místního oscilátoru. Pokud bude fázová odchylka malá, bude amplituda demodulovaného napětí z detektoru SD<sub>2</sub>

přímo úměrná této odchylce. Na výstupu fázového detektoru FD, na kterém se srovnávají napětí z obou detektorek, se objeví stejnosměrné napětí, které automaticky nastaví správnou fázi místního oscilátoru. Zapojení je doplněno ještě dvěma nf propustemi NP<sub>1</sub> a NP<sub>2</sub>, nf zesilovači Z<sub>1</sub>, Z<sub>2</sub> a filtrem F nutným pro správnou funkci systému AFS.

U popsaného systému je jedno nebezpečí. V modulačních přestavkách vypadne totiž místní oscilátor ze synchronizace. Při opětovné modulaci dosáhne místní oscilátor za určitou dobu opět synchronizace. Systém lze však navrhnut tak, že čas potřebný k dosažení synchronizace je velmi krátký, takže případné zkreslení při nezasynchronizovaném místním oscilátoru není patrné ani při přenosu řeči. Obsahuje-li vstupní signál šum, lze snadno zachovat správnou fázi místního oscilátoru díky úzké šumové šířce systému AFS až do takových šumových parametrů, při nichž demodulovaný nf signál nelze již použít.

### Literatura

- [1] Kanevskij, M.; Finkelštejn, M.: Fluktuacionnaja pomecha i obnaruženie impulznyx radiosignalov. Gosenergoizdat: Leningrad 1963.
- [2] Příklady použití integrovaného obvodu MAA661 pro mf FM zesilovače s detektorem a nf předesilovačem. Technické zprávy TESLA Rožnov 1975.
- [3] Kryška, L.: Tuner-kit 74 stereo. RK č. 6/1975.
- [4] Kryška, L.; Teska, V.: Stereofonní dekódér s automatickou fázovou synchronizací. AR č. 6, 7, 8/1973.
- [5] Mack, Z.: Některé vlastnosti stereofonního rozhlasového přenosu. Rozhlasová a televizní technika č. 2/1967, s. 40.
- [6] Super – PLAM. Elektor, červen 1975, s. 22.
- [7] Šobotka, Z.: Automatická fázová synchronizace. ČSAV: Praha 1963.



klasickým příkladem obvodu, předurčeného k výrobě hybridní technologie. Další příklady bychom našli v obvodech pro vf techniku a jinde.

Největší československý výrobce hybridních integrovaných obvodů n. p. TESLA Lanškroun vyrábí v menších či větších sériích několik set typů hybridních integrovaných obvodů. Mezi nimi je skupina obvodů pro přístrojovou techniku, která obsahuje např. různé stabilizované zdroje, avšak především řadu vynikajících operačních zesilovačů, které svými parametry velmi užitečně doplňují skupinu monolitických operačních zesilovačů, vyráběných v n. p. TESLA Rožnov. Základní obvodový vývoj této skupiny hybridních integrovaných obvodů probíhal většinou ve Výzkumném ústavu matematických strojů. Rozdělme si skupinu hybridních obvodů pro přístrojovou techniku do tří hlavních skupin:

1. Operační zesilovače.
2. Stabilizované zdroje.
3. Ostatní obvody (spínače, převodníky apod.).

### Operační zesilovače

Zcela ve smyslu výše uvedených zásad byly do výroby zavedeny (nebo se právě zavádějí) operační zesilovače s parametry, které nelze současnými možnostmi monolitické technologie zajistit. Dokážeme si to při výčtu jednotlivých typů současných uvedením hlavních parametrů.

**WSH111** je rychlý a přesný inverzní operační zesilovač, charakterizovaný především vysokým tranzitním kmitočtem 10 MHz a rychlosťí přeběhu 200 V/ $\mu$ s. Mezi jeho další přednosti patří malý vstupní proud (typicky 5 nA), velký vstupní odpor a velký výstupní proud (20 mA). Zesilovač je svými vlastnostmi předurčen ke konstrukci širokopásmových zesilovačů, oscilátorů, aktivních filtrů a jiných obvodů, které kladou na zesilovač značné požadavky, pokud jde o kmitočet přenášeného signálu.

**WSH115** je zesilovač, zkonztruovaný speciálně pro zpracování signálů impulsního charakteru. Proto je u něho kromě tranzitního kmitočtu (10 MHz) a rychlosti přeběhu (200 V/ $\mu$ s) sledována především tzv. doba ustálení. Tento parametr je důležitý nejen u impulsních zesilovačů, ale též u rychlých převodníků D/A, multiplexerů apod.

**WSH216** je rychlý a přesný diferenční zesilovač, který se vyznačuje především malým teplotním driftem, velkým zesílením a vysokým tranzitním kmitočtem. Jeho vlastnosti mu dávají možnost uplatnit se v náročných přístrojových aplikacích, u nichž se vyžaduje velká napěťová stabilita a zároveň dobré dynamické vlastnosti. Namátkou uvedeme přesné komparátory, nízkouúrovňové měřicí zesilovače, logaritmické zesilovače apod.

**WSH217** je první z řady tzv. „fetových“ operačních zesilovačů (tj. zesilovačů, vybavených na vstupech tranzistory řízenými polem). Vyniká velmi malými vstupními proudy (typicky kolem 5 pA) a dobrými dynamickými vlastnostmi (8 MHz, 50 V/ $\mu$ s). Dobrě se uplatní při zpracování rychlých signálů ze zdrojů s velkou impedancí, při konstrukci vzorkovacích obvodů, špičkových detektorů apod.

**WSH220** je levný typ univerzálního „fetového“ zesilovače, určený k všeobecnému použití v případech, u nichž se požadují malé vstupní proudy (typicky kolem 5 pA). Vyznačuje se výbornými provozními vlastnostmi. V dynamických parametrech se zhruba shoduje s monolitickým operačním zesilovačem MAA741.

Podobné vlastnosti má i **WSH218**, který je však o třídu lepší ve vstupních proudových (vstupní proud typicky pod 1 pA) i napěťo-

vých parametrech (drift řádu jednotek  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C).

**WSH219** je přístrojový operační zesilovač s malými vstupními proudy (typ. kolem 0,2 pA), s malým driftem vstupního zbytkového napětí, max. 2  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C, typicky pod 1  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C. Provozními vlastnostmi se podobá zesilovači MAA725. Uplatní se především v náročných přístrojových aplikacích, vyžadujících malé vstupní proudy a dobrou napěťovou stabilitu, ale bez nároků na dynamické vlastnosti. Budou to hlavně pomalé měřicí zesilovače a integrátory s velkou impedancí, potenciostaty, pH-metry, logaritmické zesilovače apod.

**WSH223** je elektrometrický operační zesilovač s extrémně malými vstupními proudy, typicky řádu  $10^{-14}$  A. Dynamickými vlastnostmi se podobá zesilovači MAA741. Jeho vlastnosti umožňují realizovat kvalitní dlouhodobé integrátory, analogové paměti, fotometrické zesilovače, zesilovače ionizačních proudů apod.

Všechny dosud uvedené typy hybridních operačních zesilovačů obsahují obvody, zajišťující jak ochranu vstupů proti napěťovému přetížení, tak ochranu výstupu proti proudovému přetížení (zkratu). Kromě toho umožňují jednoduše nulovat vstupní napěťové symetrie jediným prvkem (trimem) a obvody fázové korekce (pokud jsou vůbec třeba) jsou zpravidla velmi jednoduché (jeden kondenzátor – kromě WSH219). To všechno jsou okolnosti, které aplikátorům usnadňují práci a tím zároveň zakládají dobrou pověst, která tyto obvody předchází.

Dosud uvedené hybridní obvody patřily k tzv. přimovázaným operačním zesilovačům. Ve stadiu přípravy výroby je differenční modulační operační zesilovač **WSH222**, který má až neuvěřitelně dobré vstupní napěťové vlastnosti. Typická vstupní napěťová nesymetrie je kolem 2  $\mu$ V, teplotní součinitel je menší než 0,05  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C. Časový drift je menší než 1  $\mu$ V za rok a šumové napětí v pásmu 1 Hz je menší než 0,2  $\mu$ V (mezivrhovolová hodnota). Z dalších důležitých vlastností jmenujme velké stejnosměrné zesílení ( $10^9$ ), malý vstupní proud (max. 100 pA), velký vstupní odpor ( $10^{11}$   $\Omega$ ) a malý klidový napětí apod. (asi 0,7 mA). Z toho je patrné, že tento obvod bude užitečný při zpracovávání velmi malých signálových napětí např. z termočlánků apod.

Do skupiny operačních zesilovačů snad můžeme zařadit i zesilovač proudu **WSH125**, umožňující zvětšit výstupní proud všech čs. operačních zesilovačů až na 100 mA, použitelný až do kmitočtu 8 MHz (při plném výkonu).

Obvodově ukončená řada tak zvaných měřicích zesilovačů WSH526 až WSH529 je schopna svými možnostmi způsobit revoluci v konstrukci měřicích přístrojů nejrůznějšího zaměření. Budeme si proto přát, aby příprava jejich výroby proběhla bez komplikací v čase co nejkratším.

### Stabilizované zdroje

Aplikačně nejzajímavější představitel této skupiny je dvojitý stabilizátor **WSH913**, určený především k napájení operačních zesilovačů. Tento hybridní integrovaný obvod má pět hlavních svorek. Dvě svorky pro vstupní, nestabilizované napětí kladné a záporné polarity, které může být v rozmezí 18 V až 36 V (pro výstupní napětí 15 V), dále svorky výstupního stabilizovaného napětí a svorku zemnice. Další vývody umožňují přesně nastavit symetrii obou větví stabilizátoru, výstupní napětí na zvolenou velikost jinou, než na jakou byl stabilizátor nastaven při výrobě, dalšími vývody jsou vývody obvodů nastavitelné elektronické pojistiky s výhodným průběhem přetížovací charakteris-

tiky a konečně vývod referenčního napětí, který způsobí při zkratu na zem zmenšení výstupního napětí obou větví zdroje až téměř k nule (možnost elektronického vypínání zdroje). Cínil stabilizace je větší než 1000, výstupní odpor menší než 0,2  $\Omega$ . Šum na výstupu stabilizátorů je menší než 100  $\mu$ V a teplotní součinitel výstupního napětí je menší než 0,03 %/ $^{\circ}$ C. Tyto parametry umožňují, aby napětí ze stabilizátoru sloužilo nejen jako napájecí napětí operačních zesilovačů, ale v méně přesných aplikacích vyhoví i jako napětí referenční. Maximální výstupní proud (100 mA z každé větve) umožňuje napájet současně větší množství operačních zesilovačů (podle jejich spotřeby).

Velmi jednoduchou úpravou (přidáním dvou komplementárních tranzistorů) můžeme výstupní proud zvětšit až na několik ampérů (budou-li mít výkonové tranzistory dostatečně velký stejnosměrný proudový zesilovací cínil).

Pětivoltový stabilizátor **WSH914** je hybridní integrovaný stabilizátor, určený k napájení číslicových integrovaných obvodů. Obvod je umístěn ve stejném pouzdru, v jakém se dodávají výkonové tranzistory, např. KD602. Stabilizátor má jen tři svorky – vstupní, výstupní a společnou zemnicí. Maximální výstupní proud je větší než 1 A, obvod je chráněn pojistkou proti přetížení proudovému i tepelnému. Jeho výroba však zřejmě ztratí význam v okamžiku, kdy budou na trhu levnější pětivoltové monolitické stabilizátory z n. p. TESLA Rožnov, které mají přibližně stejně vlastnosti.

Velmi zajímavý hybridní obvod je referenční zdroj **WSH924**. Jde opět o třisvorkový stabilizátor (vstup, výstup, společná zem), použitelný jako zdroj referenčního napětí třídy 0,01 %. Výstupní napětí je  $4,892 V \pm 5 mV$ , vstupní napětí může být v rozsahu +9 až +36 V. Zdroj lze zatěžovat proudem až 5 mA obou polarit. V případě nutnosti je možno zatížitelnost zvětšit přidáním tranzistoru vodivosti n-p-n (zvětšení kladného výstupního proudu), nebo p-n-p (zvětšení záporného výstupního proudu), případně výkonovým zesilovačem **WSH125** (zvětšení zatížitelnosti proudem obou polarit). Cínil stabilizace je větší než 30 000, výstupní odpor menší než 20 m $\Omega$ . Teplotní součinitel výstupního napětí je menší než 0,001 %/ $^{\circ}$ C. Šum na výstupu je asi 20  $\mu$ V. Referenční zdroj je zkratuvzdorný. Výstupní napětí lze snadno nastavit přesně na 5 V.

### Ostatní obvody

Kromě hybridních integrovaných operačních zesilovačů a stabilizátorů se v n. p. TESLA Lanškroun vyrábí nebo připravuje do výroby řada dalších obvodů pro přístrojovou techniku, umožňujících uplatňovat moderní přístup při konstrukci měřicích zařízení i jiných obvodů. Jsou to například víceňasobné buďce spínacích tranzistorů MOS, které převádějí logické úrovně na úrovně, potřebné k buzení bezkontaktních spínačů. Dále dvojité nebo trojité kompletní bezkontaktní spínače, slučitelné přímo s výstupy logických členů TTL. Byl využit kompletní osmibitový převodník D/A, který se začíná vyrábět pod označením **WTS002**.

Na konferenci o hybridních obvodech v Olomouci v roce 1976 byl vystaven prototyp číslicového panelového voltmetru, který obsahuje tři hybridní integrované obvody a několik dalších součástek. Ve dvou obvodech byla soustředěna celá číslicová část voltmetu, analogová část byla umístěna ve třetím.

Na vzorkovacích sériích bylo ověřeno několik set druhů hybridních integrovaných obvodů, využitelných v nejrůznějších odvětvích elektroniky. Je škoda, že stávající kapacita výroby oddělení hybridních obvodů u n. p. TESLA Lanskroun neumožňuje větší rozšíření těchto perspektivních součástek v československé elektronice.

Podrobnější informace o hybridních integrovaných obvodech lze najít v článku, který vychází na pokračování v AR řady A od čísla 11/1977.

## Literatura

- [1] Dostál, J.; Kudrnovský, M.; Haas, K.: Osobní informace.
- [2] Podklady pro katalogové listy hybridních integrovaných obvodů (v tisku).
- [3] Sborník přednášek celostátní konference Hybridní integrované obvody Olo-mouc 1976.

## **Integrované obvody pro dekodéry barevných televizních přijímačů**

Integrované obvody MCA640, MCA650 a MCA660 jsou určeny pro dekódér barvonošného signálu v soustavě SECAM a pro univerzální dekódér SECAM/PAL, u něhož jsou doplněny ještě integrovaným obvodem MBA540. Uvedené integrované obvody mají ekvivalentní integrovaným obvodům firmy Philips TCA640, TCA650 a TBA540.

**V soustavě SECAM se přenáší rozdílové signály B-Y a R-Y barev kmitočtově modulovaným signálem nosné vlny barev a to postupně, během jedné řádkové periody vždy jen jeden signál. K tomu, aby se vytvořil současný signál, používá se paměťový obvod – zpožďovaček vedený s dobou zpoždění rovnou řádkové periodě.**

V soustavě PAL se rozdílové signály přenáší v amplitudově modulovaném signálu s potlačenou nosnou vlnou. Složka B-Y moduluje nosnou vlnu, která má referenční fází. Složka R-Y moduluje nosnou vlnu, jejíž fáze se liší od referenční o 90°. Tato diferenč je +90° a -90° střídavě po čádkových periodách. Vektor představující nosnou vlnu barev je komplexně srovnán s vektorem, odpovídajícím nosné vlně barev předcházející o čádkovou periodu. To umožňuje odstranit fazové chyby v přijímači obvodem se zpoždovacím vedením s dobou zpoždění odpovídající čádkovou periodou.

Odtiskem zpracování signálu v obou sestavách vyžaduje rozdílné dekódovací obvody. Stejnou funkcí mají pouze zpoždování vedení 64 µs a generátor přepínacích impulsů o polovině rádkovém kmitočtu. Z ekonomických důvodů se používá jen jedno ultrazvukové zpoždování vedení, což ovšem vyžaduje složité elektronické přepínání, které vsak při použití integrovaných obvodů není problém. Funkce dekódování se přepínají pouze jedním ovládacím napětím. Ve srovnání s univerzálními dekódery, které používají konverzi signálu jedné soustavy na signál, který se pak demoduluje stejným způsobem jako signální druhy soustavy, zlepšuje přímá demodulace iekost barevného zobrazení.

**Integrovaný obvod MC6A80** po doplnění vnějšími obvody z dílčetníku součeství (viz schéma na obr. 152) tvoří zesilovač barvonosné vlny. Vstupní signál se přivádí přes pásmovou propust s proměnnou amplitudovou kmitočtovou charakteristikou. Při signálu SECAM má charakteristiku typu „zvon“ – úzké pásmo, při signálu PAL má plochy průběh v pásmu barvonosného signálu. Symetrický nebo nesymetrický vstupní signál se přivádí na vývody 3 a 5. Na obou vstupech musí být stejnosemenná složka 2,5 V. Funkce zesilovače se ovládá napětím na vývodu 4. Při úrovni 0 až 1 V omezuje zesilovač mezivhochlovou velikost vystupního signálu (který je symetricky mezi vývody 1 a 15) na 2 V, počínaje od vstupního signálu 15 mV. Tato funkce je při příjmu signálu SECAM. Při příjmu signálu PAL se úroveň napětí na vývodu 4 nastaví mezi 7 V a napájecím napětím

Zesilení zesilovače se má v rozmezí 26 dB napětím z obvodu samočinného řízení zisku, přiváděným na vývod 16 (změňováním napětí od +1,2 V). Při příjmu signálu SECAM nesmí napětí na vývod 16 překročit +0,5 V, aby se nevyhnula funkce identifikační obvody. Výstupní signál PAL má rozkmit 0,5 V, synchronizační impulzy barev 1 V. Z výstupu zesilovače se zavádí stejnosměrná zpětná vazba na vstupy. Kladné impulsy zpětných rádkových běhů, přiváděné na vývod 6, zatemňují výstupní signál a současně klíčují synchronizační impulsy barev pro obnovení nosné vlny barev při dekódování v systému PAL (vývod 13). Impulsy ovládají též klopný obvod, který vytváří přepínání napětí pravoúhlového průběhu o polovinčním rádkovém kmitočtu, které jsou na vývodu 12. Synchronizační impulsy barev PAL a vyklíčovaná nosná vlna v druhé polovině zatemněného rádkového intervalu v signálu SECAM korigují přes identifikační obvody fází přepínacího napětí a ovládají vypínání barev. Identifikace signálu SECAM tímto způsobem vyžaduje, aby obvod LC, připojený na vývod 11, byl nastaven na 4,25 MHz ( $C = 470 \text{ pF}$ ). Identifikace podle identifikačních impulů přenášených v zatemněném intervalu půlesnímku, obvyklej v soustavě SECAM, vyžaduje nastavení obvodu LC na kmitočet 3,9 MHz. Vyklíčování této impulsové třídy zatemnění barvonošného signálu zajišťují impulsy zpětných běhů z generátoru snímkového rozkladu, přiváděné na vývod 7 (funkce při úrovni přesahující 4 V).

**Integrovaný obvod MCA650** (obr. 153) pracuje v obvodech demodulačního barvonosného vlny. Na vstupu se přivádí signály z výstupu zesilovače barvonosného signálu: na vývod 1 přes délku (typická vstupní mezihradová úroveň SECAM 200 mV a PAL 50 mV) a na vývod 3 přes zpoždovací vedení 64  $\mu$ s. Při příjmu SECAM se signál nejprve omezí, aby se odstranila amplitudová modulace způsobená zpoždovacím vedením a pak se přivádí na elektronicky přepínací, který rozděluje rozložilé signály B-Y a R-Y. Při příjmu PAL se vytvoří nejprve součetní signál a rozdíl obou vstupních signálů, čímž se oddělí signál B-Y a R-Y. Složka R-Y prochází přepínacem PAL, který odstraňuje fázovou komutaci 180° mezi po sobě jdoucími rádky. V obou případech se elektronicky přepíná ovládání napětím pravohýla ho průběhu o polovičním rádkovém kmitočtu s amplitudou 3 V přiváděným na vývod 18 (z vývodu 12 MCA640).

K demodulaci jak signálu PAL, tak i signálu SECAM se používají synchronní demodulátory. Při příjemu PAL se přivádí referenční nosné vlny na vývody 6 a 7. V případě příjmu SECAM se využívá pěmerné kmitočtové modulace na fázovou na laděném obvodu (výtahy se referenční vlna, která má fázový posuv závislý na kmitočtu). Rezonanční obvod pro demodulátor R-Y, z něhož se přivádí signál na vývod 5, je laděn na 4,4 MHz (rozdílový signál odpovídající nepestré barvě musí mít na výstupu stejnou úroveň, jaká je při zatemněním signálu). Tlumení rezonančního obvodu lze méně rozkmitit výstupního signálu z demodulátoru. Rezonanční obvod B-Y je laděn na  $f_0 = 4,25$  MHz. Výstupní signály z demodulátorů na vývodech 10 a 12 (typická mezivrcholová úroveň R-Y je 1,1 V, B-Y 1,47 V) obsahují zbytky s dvounásobným kmitočtem barvosně vlny, které je nutno potlačit vnitřními obvody. V případě SECAM je třeba zavést u výstupních signálů deemezfázovou korekci. Preplínání funkcí SECAM-PAL zajišťuje hledí napětí přiváděné na vývod 4 v úrovničích odpovídajících prepínání u integrace obvodu MC6A64.

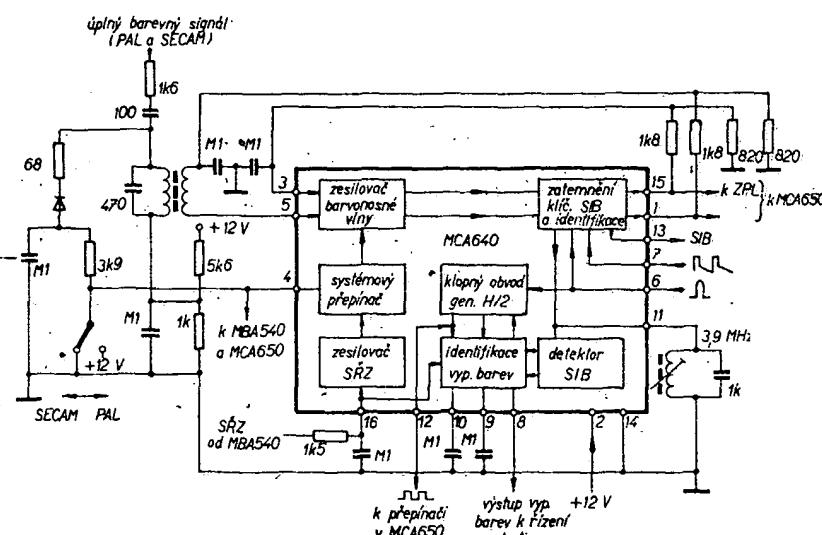
**Integrovaný obvod MCA680** (obr. 154) je určen k lišení kontrastu, sytosti a jasu. Kontrast hledí přes společné ovládané elektronické potenciometry, jedou pro levoční signál druhé, která pro rozdílující

signály R-Y a B-Y. Rozdílové signály procházejí ještě přes elektronické potenciometry, které řídí sytost barev. Rozdílový signál G-Y se skládá vnější odporem uvnitř matic ze signálů R-Y a B-Y a jeho polárování je pak upraveno vnitřním invertorem. Rozdílový signál R-Y se přivádí na vývod 9 (typická úroveň < 0,7 V) a rozdílový signál B-Y na vývod 8 (typická úroveň < 0,9 V). Jasový signál se přivádí na vývod 16. Vstupní impedance je malá – 60 až 90 MQ. Typický vstupní proud jasového signálu je 0,7 mA (0 až 2,5 mA). Úrovní černé odpovídá proud 0,3 mA. V případě střídané vazby zavádí stejnosměrnou proudovou složku odpor mezi vývody 16 a 13 (15 k $\Omega$  při rozkmitu signálu 0,7 mA). Zesilení rozdílových signálů při jmenovité kontrastu a sytosti je asi 5 dB. Rozsah regulace kontrastu je +3 dB až -20 dB. Rozsah regulace sytosti +6 dB až -20 dB. Úroveň černé v jasovém signálu se obnovuje v obvodech klíčovaných impulsů, zavedenými na vývod 2. Kladné impulsy o úrovni mezi +1 až +12 V v zatemněném řádkovém intervalu, mimo synchronizační impuls mají trvání asi 3 μs. Úroveň černé na výstupu jasového signálu – vývod 1 – se mění napětím pro řízení jasu přiváděným na vývod 14. Regulačnímu napětí 5,7 V odpovídá výstupní úroveň černé 4,2 V. Úroveň černé v době mezi klíčovacími impulsy udržuje kondenzátor, zapojený mezi vývody 14 a 15. Na vývod 3 se přivádějí zatemňovací impulsy. Obvody uvnitř integrovaného obvodu jsou vytvořeny tak, že umožňují volit mezi dvěma alternativami: zatemnění s úrovní černé nebo pevně úrovně v zatemněném intervalu. Úroveň černé v jasovém signálu se dosáhne ne při úrovni impulu -1,5 až -10 V. Pevná úroveň 4,2 V na výstupu se nastavuje při úrovni impulu od +2 do +12 V. Jinak úroveň na vývodu 3 musí být mezi -0,7 až +0,7 V, aby se nenarušil přenášený signál. Na rozdíl od jasového signálu rozdílové signály barev nemají obnovenou stejnosměrnou složku, na což se musí pamatovat při návrhu obrazových zesilovačů, budících obrazovku.

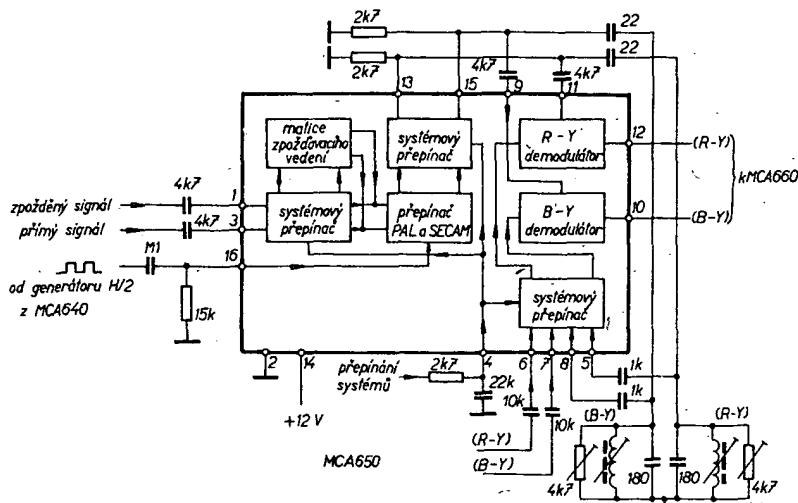
**Integrovaný obvod MBA540** se používá v kombinovaném dekódéro pro vytvoření referenční nosné vlny barev (viz obr. 15). Kmitočet oscilátoru určuje krystal, zařazený ve zpětnou vazbu z vývodu 1 na vývod 15. Kmitočet oscilátoru se ovlivňuje dle zpětnou vazbou přes kondenzátor  $C_1$  z vývodu 2, na který se přivádí napětí odvozené z referenční vlny na vývodu 4. Amplituda na vývodu 2 se řídí výstupným napětím fázového detektoru, který porovnává fázi obnověné nosné vlny barev s fazí synchronizačního impulsu barev přivedeného na vývod 5. Vzhledem k fázovému posunu na kondenzátoru  $C_1$  dochází ve výsledném součtu obou zpětnovazebních proudů k fázovému natočení podle amplitudy na vývodu 2 a tím ke změně kmitočtu oscilátoru.

Amplituda synchronizačních impulsů barev se řídí v regulačních obvodech IO MCA640. Rídící napětí se odvozuje ze synchronizačních impulsů barev v IO MBAS40 a odvádí se z vývodu 9. Bez signálu je na tomto vývodu úroveň +4 V. Při správné velikosti signálu (SIB asi 1,5 V) se pochytuje mezi 1 V a 0,2 V. Amplitudu synchronizačních impulsů barev lze nastavit potenciometrem  $P_2$ . Je-li fáze generátorů H/2 nesprávná, napětí na vývodu 9 se zvětšíuje, současně spíná tranzistor vypínače barev, jehož kolektor je vveden na vývod 7. (V dekodéru s IO MCA640 se tento obvod nepoužívá). Pravouhlé impulsy z generátoru H/2 se předají na vývod 6 (1,5 V, vstupní impedance 3,3 k $\Omega$ ).

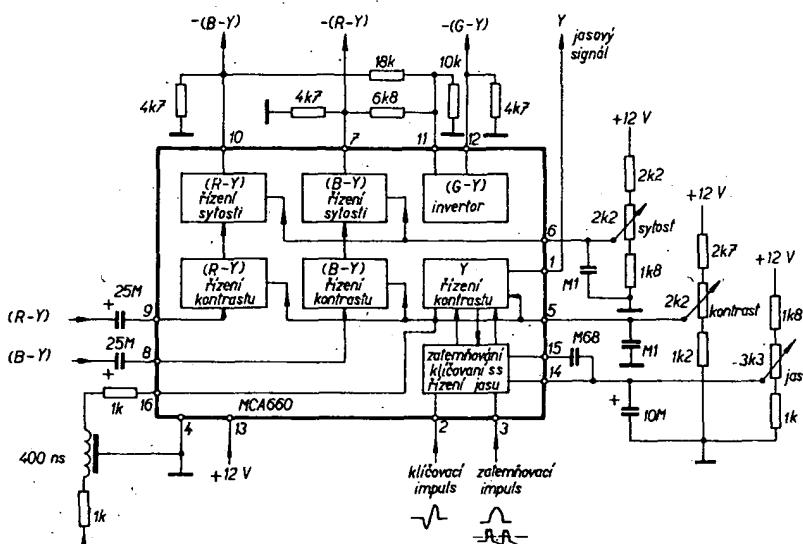
V dekodérech použitých v BTVP, v nichž jsou uvedeny IO pouzity, byvalý často ještě dali dopisují obvod. Pro dokonalejší představu je uvedeno na obr. 156 schéma dekodéru PAL/SECAM, vy Loewe Opta. Konstrukčně hoval tento dekodér modul, kterým je možné v přijímačích Loewe Opta nahradit běžnou použitou dekodéru PAL. Abyste mohly záhadu



Oct. 152



Obr. 153.



Obr. 154.

možná, jsou v dekódéru navíc obvody, které upravují vstupní a výstupní signály, jakož i ovládací napětí. Tyto obvody by se zredukovaly v případě, že by přijímač byl přímo řešen s uvedeným univerzálním dekódérem. Dále se používají tranzistorové zesilovače na tvarování klíčovacích a zhásecích impulsních z impulsů těkových zpětných běhu a z impulsů snímkových zpětných běhu. Podobné tvarovací obvody by se však použily, i kdyby se nepožadovala zaměnitelnost modulů. V modulu dekódéru je též zesilovač signálu pro oddělovač synchronizačních impulsních, který s dělkovacími obvody funkčně nesouvisejí. Neobvyklé, rovněž podmíněně zaměnitelnost modulů, je zapojení zesilovače jasového signálu. Úspornější by bylo zapojení zpoždovacího vedení v jasovém kanálu (tomto případě je mimo modul) i s odlaďovačem barvonosné vlny před vstupem IO TCA660B a k zatemňování jasového signálu využít obvody tohoto IO.

Přímo v obvodech barevného dekódovače jsou ještě obvody, které jsme neuvedli v dřívejších schématech. V prvé řadě je to automatický přepínač SECAM/PAL, tvorící zvláštní submodul. Barvonošný signál na vstupu dekódovače se odbočuje a přivádí na zesilovač a detektor s IO TBA120S, který demoduluje identifikační impulsy SECAM. Usměrněním impulsu se získá ovládací napětí, které se zesílí a uzavírá koncový stupeň tlustoplošného zesilovače. Tím se napětí na výstupu zmenší na úroveň odpovídající příjmu SECAM. Při příjmu PAL zůstává koncový stupeň otevřený a výstupní napětí plynoucí je 7 V. Synchronizační impulsy barev se vedou z IO TCA640 na IO TBA540 ještě přes klíčovací obvod, jehož laděním lze posuvat fázi referenční nosné vlny barev.

Dezmázové obvody upravující rozdílové signály z detektorů před jejich vstupem do IO TCA660B se připojují přes spinaci diody, ovládané přepínačem napětí PAL/SECAM.

U rozdílových signálů se obnovuje stejnospěrná složka diodovým obnovovačem, za kterým následují emitorové sledovače.

## Literatura

- [1] Philips Data Handbook – Semiconductors and integrated circuits. Část 5b, březen 1977 – Consumer IC's.
- [2] PAL/SECAM – decoder C8 für Chassis C 5000 a CP 42 Artikel – Nr. 291 – 72900 – 050 Loewe – Einbauanweisung – Abgleichsanweisung.
- [3] Technické podmínky pro integrované obvody MCA640, MCA650, MCA660 a MBA540.TESLA Rožnov.

## VE ZKRATCE

### 50 let tranzistoru řízeného polem

I když zní titulek tohoto článku na první pohled nadneseně, je prokázáno, že již v roce 1925, 22. října, přihlásil v Kanadě Edgar Lilienfeld k patentování „řízený prvek, u něhož lze proud mezi dvěma přívodními zónami ovládat třetím napětím mezi těmito přívodními zónami“. I když byly konány pokusy uskutečnit v praxi unipolární prvek, řízený elektrickým polem, nesetkaly se výzkumné práce u elektronek s úspěchem. K masovému použití tranzistorů řízených polem pak došlo až počátkem roku 1963 po objevení a zavedení planární techniky.

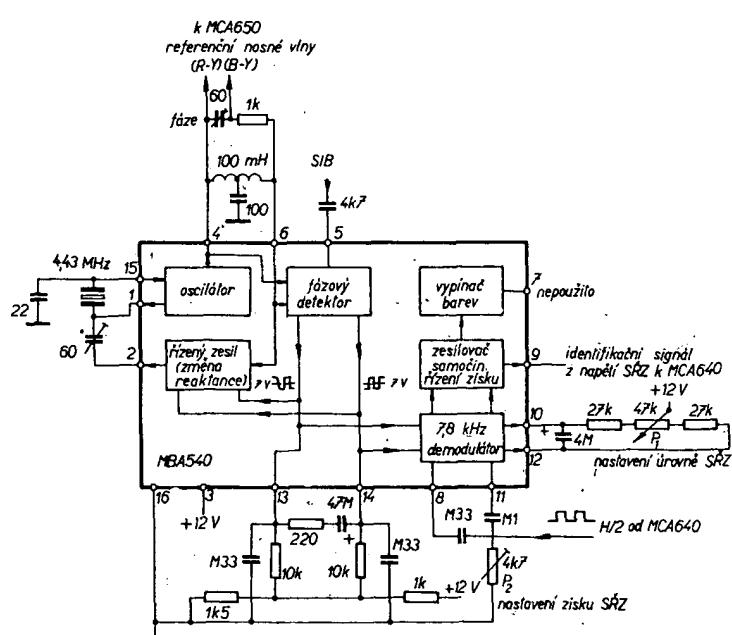
### Páječka s článcy NiCd

Náhled byla uvedena páječka, napájená dobíjecími niklokaladmovými článci, které jsou umístěny v její rukojeti. „Nažarovací“ doba hrotu páječky je pouze 6 sekund. Po této době má pájecí hrot teplotu 375 °C. Na jedno nabíjení lze zapájet až asi 350 pájecích míst. Nabíjecí doba článků je 10 hodin.

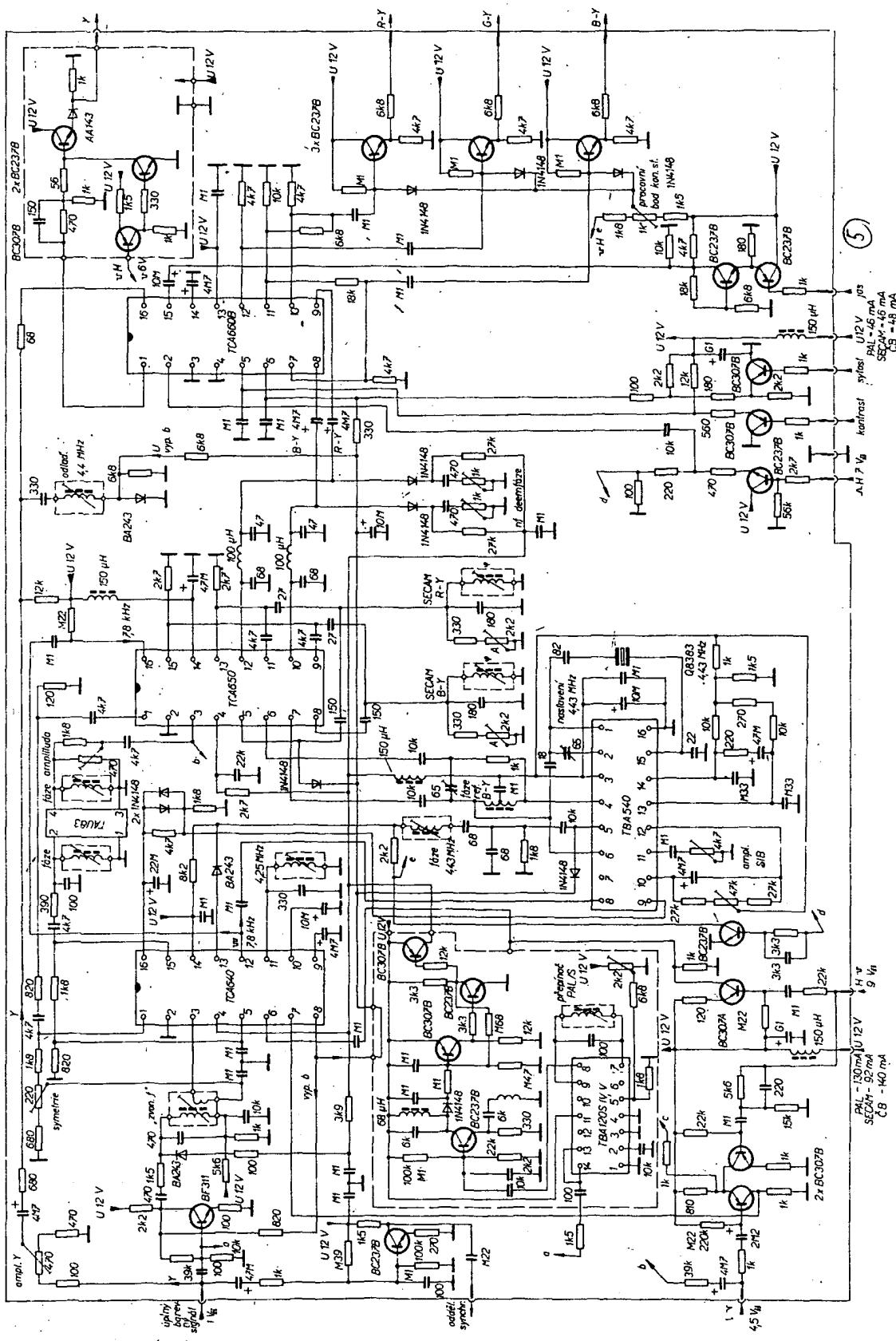
Páječka váží pouze 160 g a je dodávána výrobcem, firmou Cooper Group, s několika různými výmennými hroty, jejichž výměna v páječce je velmi jednoduchá a rychlá.

### Monolitické stabilizátory napětí

Firma Valvo uvedla na trh dvě řady monolitických stabilizátorů napětí, a to řadu μA7800 pro kladná výstupní napětí, a řadu μA7900 pro záporná výstupní napětí. Monolitické obvody jsou podle ztrát umístěny v pouzdrech TO-3, TO-220, TO-39 nebo TO-92. Dodávané obvody mají výstupní napětí v mezích 2,6 až 24 V, výstupní proud je podle typu 0,1, 0,5 nebo 1 A.



Obr. 155.



Obr. 156. Schéma dekódéra PAL/SECAM (Loewe Opta). Konstrukčně tvorí tento dekódér modul, jímž je v něm mimo jiné Ona nahradil původní používaný dekódér PAL.

## KONKURS AR – TESLA

15. září 1977 skončil konkurs AR – TESLA o nejlepší radioamatérské konstrukce. Do konkursu bylo přihlášeno celkem 41 konstrukcí. Vyhodnocení konkursu bude uvedeno v AR A1/1978.

**Konkurs AR - TESLA** přípravujeme však i na rok 1978, a to za zhruba stejných podmínek jako v minulých letech. Podrobné podmínky budou uveřejněny v AR A2/1978. Zveme k účasti na konkursu, který má dát určitý přehled o stavu vyspělosti našich konstruktérů, i Vás - nezapomeňte si včas zajistit AR A2/1978!

**Reproduktoři**

**Mikrofony**

**Zesilovače**

**Konektory**

**Polovodiče**

**Elektronky**

**Odpory**

**Kondenzátory**

**Televizní antény**

**Speciální prodejny**

**RADIOAMATÉR**

**PRAHA 1, Žitná 7  
PRAHA 1, Na poříčí 44**



**DOMÁCÍ POTŘEBY  
PRAHA**

**IHNED POŠLEME NA DOBÍRKU**  
na základě vaši objednávky na korespondenčním lístku:

## **REPROBOXY**

ZG3 ... 3 W ... 4 Ω ... 305 Kčs ZG5 ... 5 W ... 15 Ω ... 390 Kčs

ZG20 ... 20 W ... 8, popř. 4 Ω ... 1090 Kčs

## **REPROBEDNY**

ARS820 ... 15 W ... 4 Ω ... 630 Kčs

## **REPRODUKTORY**

### **hloubkové**

ARN567 ... Ø 165 mm ... 10 W ... 4 Ω ... 115 Kčs ARZ368 ... Ø 100 mm ... 3 W ... 8 Ω ... 80 Kčs

### **výškové**

ARV081 ... Ø 75x50 mm ... 4 Ω ... 43 Kčs ARV088 ... Ø 75x50 mm ... 8 Ω ... 43 Kčs

ARV082 ... Ø 75x50 mm ... 8 Ω ... 44 Kčs ARV261 ... Ø 100 mm ... 4 Ω ... 50 Kčs

ARV265 ... Ø 100 mm ... 8 Ω ... 51 Kčs

Dále vám můžeme žaslat i některé náhradní díly k výrobkům spotřební elektroniky TESLA, integrované obvody, polovodičové prvky, odpory, kondenzátory aj.

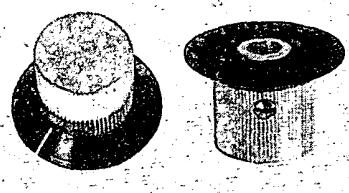
náměstí Vítězného února 12  
ZÁSILKOVÁ SLUŽBA **TESLA** 688 19 Uherský Brod

## **IDEÁLNÍ STAVEBNÍ PRVEK**

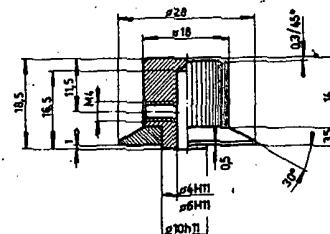
pro elektroniku  
a přesnou mechaniku

### **KOVOVÉ PŘÍSTROJOVÉ KNOFLÍKY**

K 186 a K 184  
na hřidle Ø 6 a 4 mm



- ④ pro přístroje HIFI-JUNIOR
- ④ pro elektronická měřidla
- ④ pro mechanické aplikace
- ④ pro jiné zesilovače a tunery
- ④ pro amatérské experimenty
- ④ náhrada nevhodných knoflíků



Základní těleso z polomatného legovaného hliníku má vroubkovaný obvod pro lehké, ale spolehlivé uchopení. Robustní stavěcí šroub M4 zajišťuje pevné spojení bez prokluzu i na hladkém hřidle bez drážky. Ani při silovém utažení knoflík nepraská, jak se to stává u výrobků z plastických hmot. Zvýšená středová patka se opírá o panel a vymezuje mezeru 1 mm mezi panelem a obvodem černého kónického indikačního kotouče. Bílá ryska na kotouči (je o 180° proti šroubu) tak umožňuje snadno a bez paralaxy rozeznávat nastavenou informaci. Moderní, technicky střízlivý vzhled a neutrální kombinace přírodního hliníku s černou a bílou dovolují použít tyto knoflíky v libovolně tvarovaném i barevném prostředí.

MALOOBCHODNÍ CENA ZA 1 ks:

13,70 Kčs

Prodej za hotové i poštou na dobírkou.

Prodej za OC i VC (bez daně). Dodací lhůty:

Do 200 ks ihned ze skladu, větší počty a prodej za VC na základě HS.

obchodní označení	určeno pro hřidele	číslo výkresu	číslo jednotné klasifikace
K 186	Ø 6 mm	992 102 001	384 997 020 013
K 184	Ø 4 mm	992 102 003	384 997 020 014

telefon: prodejna 24 83 00  
odbyt (úterý a čtvrtek): 24 76 73  
telex: 121601



**ELEKTRONIKA**

podnik ÚV SvaZarmu  
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1